NR IND 372161

praktyczny Elektronik

WWW.PE.COM.PL

nr 1'2001 (102) CENA 5,80 PLN (zawiera 7% VAT), DM 4 ISSN 1232-2628



Wzmacniacz mocy klasy D

Pomiary parametrów głośników

Buforowe zasilanie modeli

Świecący numerek policyjny

Przetwornica do folii elektroluminescencyjnych

Włącznik dźwiękowy



A może świat jest analogowy

Miesiąc temu zastanawiałem się nad dyskretnością świata. Ponieważ problem ten jest ważny przedstawię teraz nieco inny pogląd. Wszystko zaczęło się w chwili pojawienia się pierwszych płyt kompaktowych. Zatwardziali audiofile okrzyknęli je profanacją muzyki. Dowodzili, że kwantowanie dźwięku jest sprzeczne z jego naturą. Wszak smyczek w skrzypcach sunie po strunie w sposób ciągły, struna także drga w sposób ciągły, jak zatem można pociąć skrzypce na kawałki, potem złożyć je do kupy i mówić, że mamy to samo co było na początku. Niby racja, lecz matematyka jest nieubłagana. Składanie i rozkładanie skrzypiec na kawałki jest w pełni odwracalne, co zresztą można usłyszeć słuchając płyty kompaktowej.

Wnikając głębiej w strukturę materii można zauważyć, że jest ona zbudowana z niepodzielnych cegiełek, tak jak twierdził to prawie dwa i pół tysiąca lat temu filozof grecki Demokryt z Abdery. Niecałe sto lat temu zaczęto łupać tą materię na kawałki i w ciągu niespełna pół wieku potwierdzono teorię Demokryta. Zatem jeżeli mamy cegiełki to wszystko jest dyskretne nie jest ciągłe. Czyli dźwięk też w naturze swojej postaci także jest dyskretny. EUREKA jak powiedział inny Grek. Co prawda daleko nam jeszcze do poziomu dyskretyzacji takiego jakim obdarzyła nas natura ale pierwsze kroki już uczyniono.

Najnowsze osiągnięcia czyli nanotechnologie już pukają do naszych drzwi i kwestią kilku lub kilkunastu lat jest wdrożenie ich do produkcji przemysłowej. Wtedy osiągniemy pełną harmonię ze Wszechświatem. Wszystko będzie dyskretne. Czyli będzie tylko jedna konwersja wspaniałej cyfrowości na nieudolną analogowość, chyba, że ktoś wymyśli głośniki cyfrowe, w których membrana porusza się skokowo, czyli dyskretnie.

Wszystkie te rozważania zbił jednym słowem mój szkolny kolega mówiąc – A Heisenberg to już się nie liczy. Faktycznie zasada nieoznaczoności Heisenderga mówi, że nie da się zobaczyć elektronu, można tylko przypuszczać gdzie ona jest. Tu kłania się rachunek prawdopodobieństwa. Elektron może znajdować się w danym miejscu tylko z pewnym ściśle określonym prawdopodobieństwem, które jest ciągłe. Czyli na poziomie cegiełek mamy ukochaną przez audiofili analogowość.
To w końcu do licha jak jest z tym światem – analogowy czy cyfrowy oto jest pytanie.

Redaktor Naczelny
Dariusz Cichoński



Spis treści

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Orientacyjny czas oczekiwania wynosi 3 tygodnie. Zamówienia na płytki drukowane, układy programowane i zestawy prosimy przesyłać na kartach pocztowych, na kartach zamówień zamieszczanych w PE, faksem lub pocztą elektroniczną. Koszt wysyłki wynosi 10 zł bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika", wykaz numerów na stronie 20. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany wysyłamy w cenie 2,50 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 0,50 zł + koszty wysyłki.

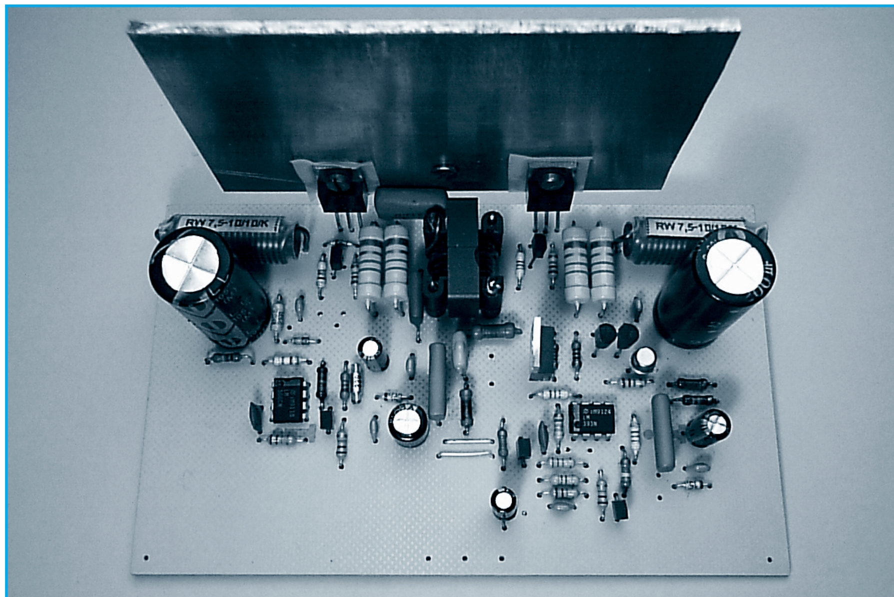
Adres Redakcji:
„Praktyczny Elektronik"
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel/fax.: (0-68) 324-71-03 w godzinach 8^{00}-10^{00}
e-mail: *redakcja@pe.com.pl*; *http://www.pe.com.pl*
Redaktor Naczelny:
mgr inż. Dariusz Cichoński
Skład Komputerowy:
Paweł Witek

Zdjęcie na okładce: Ireneusz Konieczny

Druk: Zakłady Graficzne „ATEXT" Gdańsk

Wzmacniacz mocy klasy D

Opis działania i budowy wzmacniacza mocy wykonanego w technice przyszłości. Wykorzystuje tranzystory mocy DMOS jako przełączniki doprowadzające impulsy o modulowanej szerokości do obciążenia. Wartość średnia impulsów odpowiada przebiegowi małej częstotliwości. Pomimo skomplikowanego układu (w technice dyskretnej) zapewnia on sprawność rzędu 90%.



Dane techniczne:

Napięcie zasilania symetryczne	– 30 V
Zakres napięć zasilania	– 25÷35V
Moc wyjściowa	– 25 W
Rezystancja obciążenia	– 8 Ω
Zniekształcenia nieliniowe	– 3%
Czułość	– 0,5 V
Rezystancja wejściowa	– 47 kΩ
Pasmo częstotliwości	– 20÷15000 Hz
Częstotliwość przełączania	– 150 kHz
Wyjściowe napięcie tętnień (150 kHz)	– 1,5 V_{pp}

Zasada działania wzmacniacza mocy klasy D

Technika cyfrowa a wraz z nią impulsowa wkraczają w dziedziny zarezerwowane do niedawna dla techniki analogowej. Zasilacze impulsowe przyjęły się już dawno i nie stanowią nowości. Ich najważniejszą zaletą jest duża sprawność, dzięki czemu nie wydzielają dużej ilości ciepła i mogą posiadać małe wymiary. Zasada modulacji szerokości impulsów PWM (*Pulse Width Modulation*) wykorzystywana w zasilaczach prądu stałego może być wykorzystana do przetwarzania napięć zmiennych. Jak uzyskuje się modulację szerokości impulsów prezentuje rysunek 1.

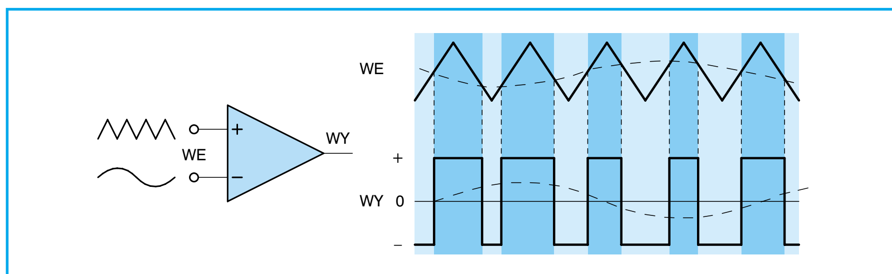
Układem pozwalającym na uzyskanie modulacji szerokości impulsów jest komparator. Na wejście nieodwracające podawane jest napięcie piłokształtne w.cz. – narastające i opadające liniowo. Na wejście odwracające podawane jest napięcie modulujące m.cz. – sinusoida. Napięcie wyjściowe komparatora zależy od różnicy napięć wejściowych i dlatego na przebiegach sygnałów wejściowych WE odwrócono fazę sinusoidy. Dzięki bardzo dużemu wzmocnieniu komparatora, na jego wyjściu uzyskuje się przebieg prostokątny. Szerokość impulsów tego przebiegu zależy od relacji między sygnałami wejściowymi. Wartość średnia impulsów odpowiada sygnałowi modulującemu o zgodnej fazie.

Aby uzyskać jak najwierniejsze odtwarzanie sygnału zmiennego częstotliwość impulsów powinna być wielokrotnie większa od częstotliwości sygnału m.cz. Praktycznie dobiera się ją w przedziale 100÷500 kHz. Ważna jest także liniowość przebiegu piłokształtnego wpływająca bezpośrednio na zniekształcenia nieliniowe szerokości impulsów. Dalsze człony pracujące impulsowo nie wpływają na zniekształcenia nieliniowe wartości średniej.

Sygnał PWM należy teraz dostarczyć do obciążenia. Wykorzystać można do tego celu tranzystory pracujące jako przełączniki. Sposób doprowadzenia sygnału mocy PWM do obciążenia i jednocześnie działanie wzmacniacza mocy klasy D ilustruje rysunek 2.

Przełączniki K1 i K2 podłączają na przemian napięcia zasilania $+U_z$ i $-U_z$ do obciążenia R_o przez filtr LC. Jeżeli czasy włączenia K1 i K2 są takie same wartość średnia napięcia wyjściowego jest równa 0 V. Zadaniem filtru LC jest zredukowanie składowej o częstotliwości napięcia przełączania. Na wejściu filtru mamy przebieg prostokątny o wartości międzyszczytowej równej 2 U_z. Zastosowanie filtru redukuje składową zmienną do poziomu pojedynczych V. Samo uśrednianie sygnału wyjściowego zachodzi w obciążeniu reagującym na ograniczone pasmo częstotliwości. Takim obciążeniem jest głośnik lub silnik prądu stałego. Zwiększenie czasu dołączenia $+U_z$ do obciążenia przy jednoczesnym zmniejszeniu czasu dołączenia $-U_z$ spowoduje wzrost wartości średniej napięcia wyjściowego. W sytuacji odwrotnej nastąpi zmniejszenie wartości średniej, która odpowiada sygnałowi modulującemu m.cz.

Sam układ wyjściowy jest prosty ale nie można zapominać o modulatorze szerokości impulsów, generatorze napięcia piłokształtnego i układzie sterującym kluczami. Skomplikowanie przemawia przeciwko wzmacniaczowi klasy D w technice dyskretnej. Jakie są więc jego atuty? Najważniejszym są niskie straty mocy w tran-



Rys. 1 Modulacja szerokości impulsów

zystorach przełączających. Pracują one naprzemiennie jako otwarte lub zamknięte. Straty mocy w tych stanach są minimalne. Największe straty mocy występują w momentach przełączania przy niedostatecznej stromości zboczy sygnału wyjściowego. Sprawność wzmacniacza mocy klasy D może sięgnąć nawet 95%. Przypomnijmy, że maksymalna teoretyczna wartość sprawności wzmacniacza klasy B wynosi 78%. Praktycznie osiąga się 60% i to tylko przy maksymalnej mocy wyjściowej.

Maksymalną moc wyjściową wzmacniacza klasy D oblicza się tak samo jak dla wzmacniacza klasy B. Przyjmując, że maksymalna amplituda napięcia wyjściowego będzie równa napięciu zasilania (z uwzględnieniem spadku napięcia przy obciążeniu zasilacza) otrzymamy:

$$P_{wy} = \frac{U_z^2}{2 \cdot R_o}$$

Do obliczenia sprawności możemy posłużyć się następującym wzorem:

$$\eta = \frac{R_o}{R_o + R_k}$$

gdzie:
R_k – rezystancja klucza.

Niestety obliczona z tego wzoru sprawność jest wartością teoretyczną i maksymalną. Praktycznie będzie ona mniejsza wskutek strat mocy przy przełączaniu. Uwzględnić należy także straty mocy układu sterującego. Co ciekawe to sprawność nie zależy od współczynnika wypełnienia czyli mocy wyjściowej. Pogorszenie sprawności następuje przy małych mocach wyjściowych wskutek strat w układzie sterującym. Nie gra to jednak większej roli dzięki małej mocy pobieranej.

Szczególnie korzystnymi właściwościami jako klucz impulsowy charakteryzują się tranzystory mocy DMOS. Posiadają one niewielką rezystancję dren–źródło w stanie przewodzenia (0,1÷0,2 Ω) oraz poprawnie pracują przy wysokich częstotliwościach. Wadą tranzystorów DMOS dużej mocy jest duża pojemność wejściowa wymagająca sterowania ze źródła o małej rezystancji i dużym prądem.

Pomimo dobrze znanych teoretycznie właściwości wzmacniacza mocy klasy D, dopiero niedawno i to z pewną nieśmiałością zaczęto produkcję i stosowanie scalonych wzmacniaczy w klasie D. Należy spodziewać się ich stosowania początkowo w sprzęcie z ograniczonymi możliwościami zasilania. Dotyczy to głównie odbiorników telewizyjnych, które pobierają w dalszym ciągu zbyt dużo energii. W przyszłości powinny stanowić gro wzmacniaczy mocy w sprzęcie powszechnego użytku.

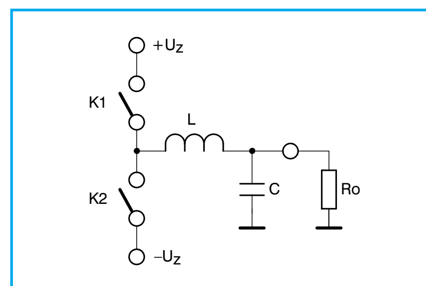
Schemat blokowy i koncepcja wzmacniacza

Na rysunku 3 przedstawiono schemat blokowy opisywanego wzmacniacza klasy D, który posłuży do wyjaśnienia koncepcji jego budowy.

Wzmacniacz składa się z kilku podstawowych bloków – wzmacniacza wejściowego W, komparatora modulatora szerokości impulsów K, generatora piły, układu sterującego kluczami i samych kluczy K1, K2.

Generator piły dostarcza napięcie piłokształtne do wejścia nieodwracającego komparatora. Do wejścia odwracającego podawany jest sygnał z wyjścia wzmacniacza wejściowego W. Istotne są składowe stała i zmienna tego sygnału. Składowa zmienna to wzmocniony sygnał wejściowy. Składowa stała pobierana z wyjścia wzmacniacza po odfiltrowaniu i wzmocnieniu, jako sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego służy do utrzymywania 0 V na wyjściu wzmacniacza bez wysterowania. Układ nie posiada ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej zmiennej (sygnału). Amplituda sygnału na wejściu komparatora nie powinna przekroczyć 1/2 wartości międzyszczytowej napięcia piłokształtnego. Wartość ta jednocześnie wyznacza czułość wzmacniacza, czyli napięcie wejściowe przy jakim osiągana jest maksymalna moc wyjściowa.

Na wyjściu komparatora uzyskuje się sygnał PWM, który podawany jest do układu sterowania kluczami. Zadaniem tego układu jest naprzemienne włączanie i wyłączanie tranzystorów kluczy. Układ



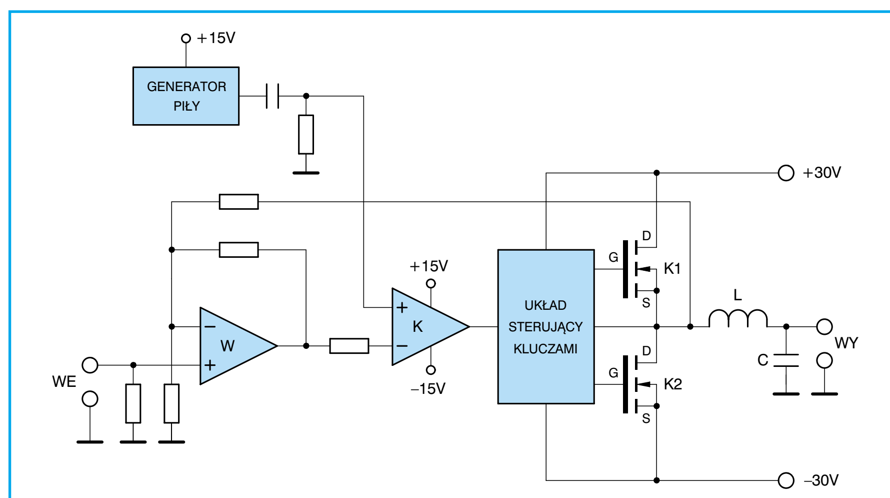
Rys. 2 Działanie wzmacniacza mocy klasy D

ten powinien charakteryzować się dużą szybkością działania dla uzyskania poprawnej pracy kluczy a zwłaszcza dla zmniejszenia strat mocy. Szczególnie istotne jest uzyskanie tzw. czasu martwego między wyłączeniem jednego a włączeniem drugiego klucza. Sygnał wyjściowy po odfiltrowaniu składowej przełączającej przez filtr LC podawany jest do wyjścia (obciążenia).

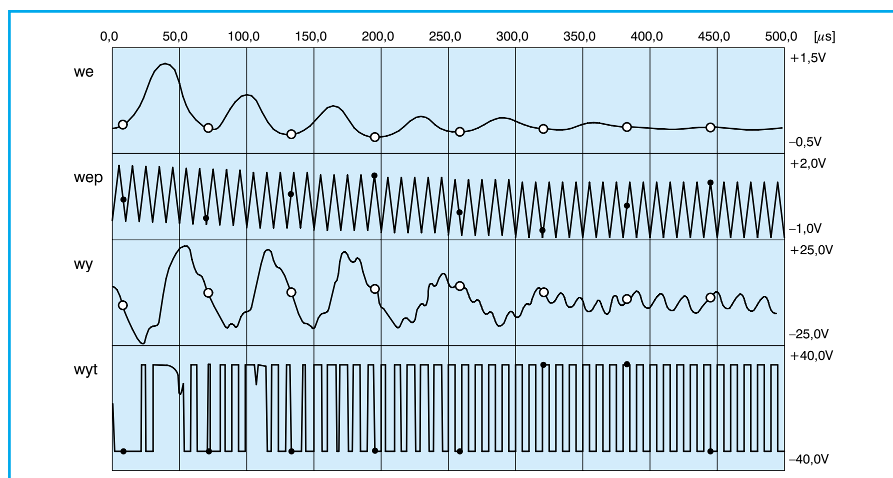
Na rys. 4 przedstawiono przebiegi w charakterystycznych punktach wzmacniacza uzyskane w wyniku symulacji komputerowej. Prezentują one ustalanie się warunków pracy wzmacniacza w ciągu 500 μs po włączeniu zasilania. Przebieg oznaczony jako „we", to przebieg na wejściu odwracającym (–) komparatora K. Przebieg „wep" jest przebiegiem na wejściu nieodwracającym (+) komparatora. Przebieg „wy" to przebieg na wyjściu wzmacniacza (po filtrze) przy obciążeniu rezystancją 8 Ω. Przebieg „wyt" jest przebiegiem na wejściu filtru LC, ilustrującym przełączanie tranzystorów kluczy K1 i K2.

Schemat ideowy i działanie

Jako generator napięcia piłokształtnego wykorzystano generator funkcyjny NE 566. Napięcie wyjściowe na wyprowadzeniu 4 (US1) ma kształt symetrycznej piły



Rys. 3 Schemat blokowy wzmacniacza



Rys. 4 Przebiegi w charakterystycznych punktach wzmacniacza

o wartości międzyszczytowej 2 V i liniowości 0,5 %. Częstotliwość sygnału wyjściowego ustala się przez dobór rezystora R13 i kondensatora C6 na 150 kHz. Przez kondensator sprzęgający C7 napięcie piłokształtne podawane jest na wejście nieodwracające układu US2B pracującego jako komparator modulatora szerokości impulsów. Dzięki temu napięcie to jest symetryczne względem 0 (masy).

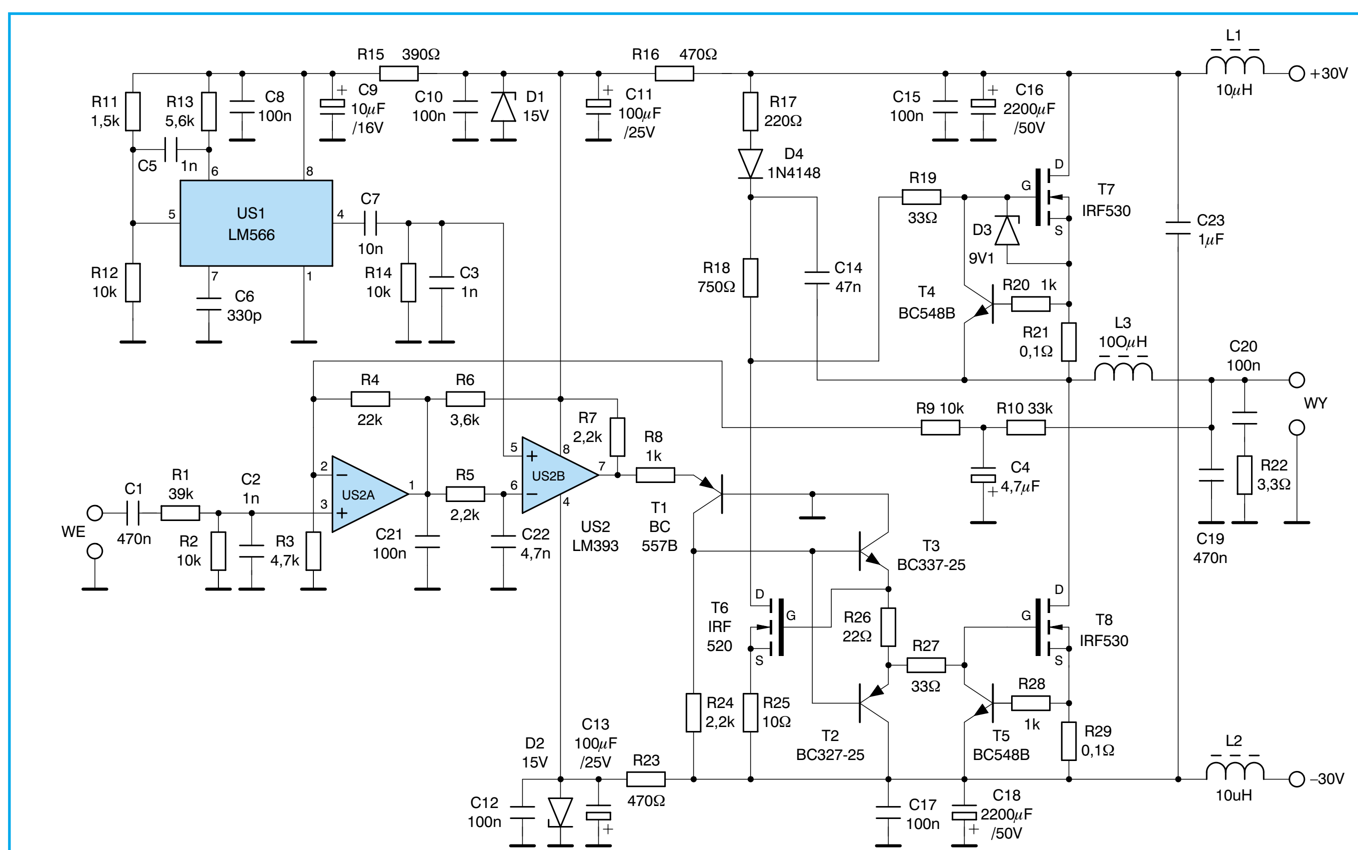
Sygnał wejściowy przez dzielnik napięcia R1, R2 podawany jest do wejścia nieodwracającego komparatora US2A wykorzystanego jako wzmacniacz. Eksploatacja komparatora jako wzmacniacza wymaga między innymi dołączenia dużej pojemności C21 (100 nF) do jego wyjścia w celu zredukowania możliwych oscylacji. Wzmocnienie tego wzmacniacza wynosi 5 V/V i zadaniem dzielnika napięcia jest uzyskanie zakładanej czułości, która wynika z zakresu zmian napięcia piłokształtnego.

Na wejście odwracające US2A za pośrednictwem rezystorów R10 i R9 podawana jest składowa stała sygnału wyjściowego – filtrowana kondensatorem C4. Napięcie wyjściowe US2A zależy więc od składowej zmiennej – sygnału wejściowego i składowej stałej sprzężenia zwrotnego. Przez rezystor R5 podawane jest na wejście odwracające komparatora US2B.

Na wyjściu komparatora uzyskuje się napięcie prostokątne, którego współczynnik wypełnienia dostosowuje się do uzyskania napięcia zbliżonego do 0 V na wyjściu (bez sterowania napięciem zmiennym). Dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu dla składowej stałej kompensuje się niesymetrię napięć zasilania i rezystancji kluczy.

Tranzystor T1 pracujący w układzie OB i sterowany sygnałem wyjściowym komparatora w obwodzie emitera służy do zamiany symetrycznego względem masy sygnału wyjściowego komparatora na sygnał niesymetryczny względem $-U_Z$. Na jego kolektorze pojawiają się dodatnie impulsy o wartości międzyszczytowej około 12 V. Impulsy te podawane są do pary komplementarnej T2 i T3 pracującej jako symetryczny wtórnik emiterowy w klasie B.

Zadaniem wtórnika jest wysterowanie bramek tranzystorów T6 i T8. Specyficzne połączenie rezystorów R26 i R27 umożliwia uzyskanie minimalnego czasu martwego po wyłączeniu T7 przed włączeniem T8. Włączenie tranzystora T6 powoduje obniżenie napięcia na jego drenie i wyłączenie tranzystora T7. Następnie włączony zostaje tranzystor T8. Spadek napięcia na bramce T8



Rys. 5 Schemat ideowy wzmacniacza

powoduje jego wyłączenie. Nieco później zostaje zablokowany tranzystor T6. Wysokie napięcie na jego drenie powoduje otwarcie tranzystora T7. Poprawę sterowania bramki T7 zapewnia kondensator C14 naładowany w poprzednim stanie. Jest to tzw. bootstrap.

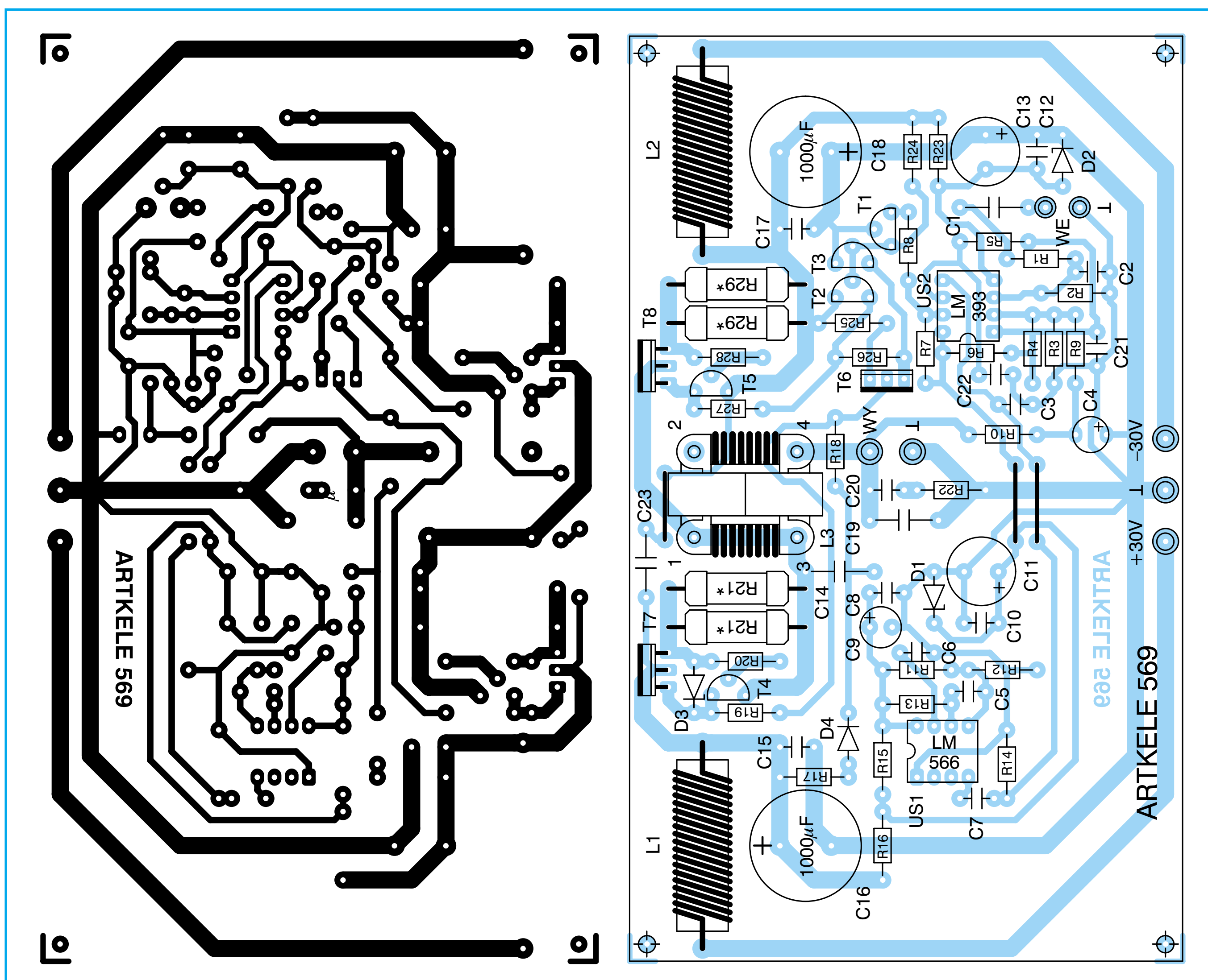
Rezystory R21 i R29 wraz z tranzystorami T4 i T5 tworzą układy ograniczania prądu dla tranzystorów wyjściowych T7 i T8. Przy podanych wartościach R21 i R29 maksymalny prąd wynosi około 7 A. Dioda Zenera D3 zabezpiecza bramkę T8 przed przekroczeniem dopuszczalnego napięcia. Sygnał wyjściowy, przez filtr składający się z dławika L3 i pojemności C19 podawany jest do wyjścia wzmacniacza. Układ C20, R22 służy do zmniejszenia zmian obciążenia dla różnych częstotliwości wynikających z indukcyjnego charakteru impedancji głośnika. Zasilanie układu realizowane jest napięciem symetrycznym ±30 V o obciążalności 2÷3 A. Pobór prądu bez wysterowania wynosi około 100 mA. Zadaniem dławików L1 i L2 jest zredukowanie zakłóceń przekazywanych do zasilacza. Napięcie zasilania wzmacniacza operacyjnego US2 jest stabilizowane diodami Zenera D1 i D2 (15 V). Generator US1 zasilany jest napięciem niesymetrycznym +12 V uzyskanym po filtracji przez rezystor R15.

Montaż i uruchomienie

Zacząć trzeba od skompletowania elementów. Generator LM 566 może ukrywać się pod oznaczeniem SE 566 lub NE 566. Tranzystory T1, T3 i T2 powinny posiadać maksymalne napięcie U_{CE} wynoszące co najmniej 45 V. Szczególnie polecam tu tranzystory przełączające 2N4400 (npn) i 2N4403 (pnp) – są one jednak trudne do zdobycia. Tranzystory T6, T7 i T8 mogą być tego samego typu np. IRF 530. Dławiki L1 i L2 powinny być dostosowane do średniego prądu stałego rzędu 1,5 A. Dławik L3 powinien być natomiast dostosowany do wartości skutecznej prądu rzędu 2,5 A. Rezystory R21 i R29 można uzyskać przez równoległe połączenie dwóch rezystorów 0,22 Ω o mocy 1 W. Do uruchamiania zamontować tylko po jednym rezystorze 0,22 Ω (R21 i R29).

Dławik L3 można wykonać korzystając z rdzenia ferrytowego U15x11x6 z ferrytu F-807 lub F-814 i odpowiedniego karkasu z tworzywa sztucznego. Należy nawinąć na karkasie 15 zwojów drutu nawojowego w emalii o ϕ 1 mm. Połówki rdzenia skleić bez szczeliny. Można wykorzystać rdzenie pierścieniowe z podanego gatunku ferrytu, odpowiednio dobierając ilości zwojów dla uzyskania wymaganej indukcyjności.

Po skompletowaniu elementów należy dostosować średnice otworów w płytce drukowanej do średnicy wyprowadzeń. Zwłaszcza dotyczy to dławików i otworów pod kołki lutownicze. Tranzystory T1÷T5 powinny być zamontowane na wysokość 5



Rys. 6 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

mm nad powierzchnią płytki. Na wysokości 3 mm zamontować rezystory R16, R17, R18, R21, R22, R23, R29 i R30 (mogą się nagrzewać). Tranzystor T6 powinien być zamontowany na wysokości 10 mm (długość wyprowadzeń). Wyprowadzenia i wysokość montażu tranzystorów T7 i T8 powinny być dostosowane do zamocowania ich na radiatorze. Tranzystory te zamontujemy jednak dopiero po sprawdzeniu poprawności działania pozostałych układów wzmacniacza.

Pokryć grubą warstwą spoiwa (pocynować) ścieżki masy od punktu podłączenia masy zasilania do kondensatorów C16 i C18 oraz do masy wyjściowej wzmacniacza.

Jako radiator można wykorzystać typową kształtkę aluminiową użebrowaną jednostronnie. Powinna wystarczyć płaska płytka z aluminium o grubości 2 mm i wymiarach 100×60 mm. Do montażu tranzystorów T7 i T8 wykorzystać podkładki izolacyjne posmarowane smarem silikonowym i tulejki izolacyjne. Radiator należy połączyć z masą wzmacniacza.

Wstępne uruchomienie wzmacniacza dokonujemy przed zamontowaniem tranzystorów T7 i T8. Do uruchamiania niezbędny będzie zasilacz sieciowy napięcia symetrycznego ±30 V o obciążalności 2 A. Zasilacz taki można wykonać korzystając z transformatora sieciowego o napięciach 2×22 V (np. TS 90/16), mostka prostowniczego 3 A/80 V i dwóch kondensatorów elektrolitycznych 4700 μF/50 V. Oczywiście – pamiętajmy o zabezpieczeniu obwodów sieciowych 220 V, aby uniknąć porażenia napięciem sieci energetycznej. Potrzebne będą także, multimetr i oscyloskop.

Po sprawdzeniu poprawności montażu i braku zwarć można podłączyć zasilanie. Sprawdzić multimetrem napięcia stałe: zasilanie ±30 V, zasilanie ±15 V (US2), zasilanie +12 V (US1). W razie konieczności skorygować wartości rezystancji R16, R23.

Wyłączyć zasilanie i zewrzeć kondensator C4 w celu podania 0 V na wejście odwracające US2A i tym samym na wejście komparatora US2B. Włączyć zasilanie i korzystając z oscyloskopu sprawdzić pracę generatora napięcia piłokształtnego. Napięcie to o wartości międzyszczytowej 2 V i częstotliwości około 150 kHz (okres 6,6 μs) powinno występować na rezystorze R14 i wejściu 5 US2. Napięcie piłokształtne powinno być symetryczne względem 0 V. Ewentualnie skorygować wartość rezystancji R13 dla uzyskania zakładanej częstotliwości.

Podłączyć sondę oscyloskopu do wejścia 6 US2. Powinno być tam napięcie stałe zbliżone do 0 V. Podłączyć sondę do wyjścia 7 US2. Powinien występować tu przebieg prostokątny o wartości międzyszczytowej 20 V, wypełnieniu 50% i częstotliwości 150 kHz. Po przełączeniu sondy oscyloskopu do kolektora T1 zaobserwować przebieg prostokątny o wartości międzyszczytowej około 12 V względem zasilania –30 V. Przebieg o zbliżonym kształcie i wartości międzyszczytowej powinien występować na bramce tranzystora T6 i w miejscu przewidzianym do podłączenia bramki T8.

Podłączyć masę oscyloskopu do wyjścia wzmacniacza od strony wejścia filtru L3. Sondę podłączyć do miejsca planowanego podłączenia bramki T7. Powinien występować tu przebieg prostokątny o wartości międzyszczytowej około 10 V i czasie trwania będącym uzupełnieniem do poprzednio obserwowanego przebiegu.

Wyłączyć zasilanie, usunąć zwarcie C4 i podłączyć tranzystory T7 i T8 pamiętając o ich przykręceniu do radiatora (podkładki, tulejki, smar itp.). Włączyć zasilanie, dotykając tranzystory T7 i T8 sprawdzić, czy nie nagrzewają się zbytnio. Jeśli ich temperatura wzrasta wyłączyć zasilanie. Sprawdzić układ i ewentualnie usunąć przyczynę. Jeśli nie widać usterek to można zwiększyć rezystancję R26 na 33÷47 Ω i sprawdzić efekt spadku temperatury po włączeniu. Temperatura powinna spaść także po podłączeniu obciążenia – rezystor lub głośnik 8 Ω. Zasadniczą przyczyną wzrostu temperatury jest ograniczona stromość przebiegu sterującego tranzystorami mocy i brak tzw. czasu martwego.

Po ustabilizowaniu się temperatury można przystąpić do sprawdzenia funkcjonowania kluczy. Sprawdzić oscyloskopem występowanie przebiegu prostokątnego (150 kHz) o wartości międzyszczytowej 60 V i współczynniku wypełnienia zbliżonym do 50% na wejściu filtru (dławik L3 od strony tranzystorów T7, T8. Na wyjściu wzmacniacza sprawdzić poziom tętnień o częstotliwości przełączania 150 kHz. Nie powinien przekraczać 1,5 V_{ss}. Multimetrem sprawdzić napięcie stałe na wyjściu wzmacniacza – nie powinno być większe od 150 mV.

Ostatecznego sprawdzenia działania wzmacniacza dokonamy podając na wejście sygnał z generatora m.cz. lub innego źródła (radio, CD itd.). Sygnał ten należy stopniowo zwiększać obserwując przebieg wyjściowy na oscyloskopie lub słuchowo. Na przebieg wyjściowy nakłada się sinusoida o częstotliwości 150 kHz i wartości międzyszczytowej około 1,5 V. Dla uzyskania żądanej czułości wzmacniacza dobrać rezystancje dzielnika R1, R2. Suma tych rezystancji powinna wynosić około 50 kΩ.

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1	– LM 566
US2	– LM 393
T1	– BC 557B
T2	– BC 327-25
T3	– BC 337-25
T4, T5	– BC 548B
D1, D2	– BZP 683 C15
D3	– BZP 683 C9V1
D4	– 1N4148
Rezystory	
R21, R29	– 0,22 Ω/1 W (4 szt.)
R22	– 3,3 Ω/0,5 W
R25	– 10 Ω/0,25 W
R26	– 22 Ω/0125 W
R19, R27	– 33 Ω/0,125 W
R17	– 220 Ω/0,5 W
R15	– 390 Ω/0,125 W
R16, R23	– 470 Ω/0,25 W
R18	– 750 Ω/0,5 W
R8, R20, R28	– 1 kΩ/0,125 W
R11	– 1,5 kΩ/0,125 W
R5, R7, R24	– 2,2 kΩ/0,125 W
R6	– 3,6 kΩ/0,125 W
R3	– 4,7 kΩ/0,125 W
R13	– 5,6 kΩ/0,125 W
R2, R9, R12, R14	– 10 kΩ/0,125 W
R4, R10	– 22 kΩ/0,125 W
R1	– 39 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C6	– 330 pF/63 V KSF-020
C2, C3, C5	– 1 nF/50 V ceramiczny
C22	– 4,7 nF/50 V ceramiczny
C7	– 10 nF/50 V ceramiczny
C14	– 47 nF/63 V MKSE-20
C8, C10, C12, C15,	
C17, C20, C21	– 100 nF/63 V MKSE-20
C1, C19	– 470 nF/63 V MKSE-20
C23	– 1 μF/63 V MKSE-20
C4	– 4,7 μF/25 V
C9	– 10 μF/16 V
C11, C13	– 100 μF/25 V
C16, C18	– 2200 μF/50 V
Inne	
L1, L2	– dławik 10 μH /1,5 A
L3	– dławik 100 μH/3 A
płytka drukowana numer 569	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 569 – 11,50 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◊ ***R.K.***

Buforowe zasilanie modeli

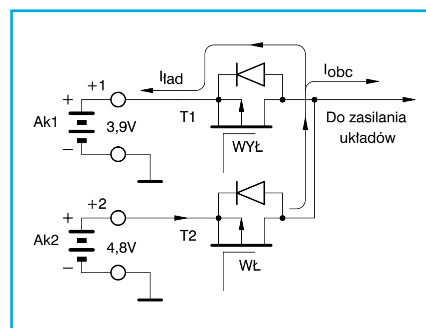
Modelarstwo w naszym kraju nie jest tak rozwinięte jak w innych krajach Zachodniej Europy. Jednak dostęp do wszelkich materiałów i półproduktów powoduje, że zabawami z modelami oddają się coraz szersze kręgi rodaków. Po publikacji „Układzików modelarskich" kilka osób zwróciło się z prośbą o opracowanie układu zasilania buforowego a jeden z Czytelników, jakby przeczuwając powstałe zainteresowanie nadesłał gotowy układzik, który publikujemy w poniższym artykule.

Buforowe zasilanie modeli polega na zastosowaniu dwóch kompletów akumulatorów. Przełączanie z jednego zestawu na drugi odbywa się automatycznie. Generalnie idea zasilania buforowego pozwala na zwiększenie bezpieczeństwa modelu np. w przypadku uszkodzenia akumulatorów. Co prawda takie uszkodzenie zdarza się bardzo rzadko ale nie znaczy to, że nie może się nam przydarzyć. Buforowanie może też służyć zwiększeniu czasu pracy aparatury i elementów napędowych modelu. Prosty układ, który przedstawiam przeznaczony jest głównie do poprawy bezpieczeństwa.

Opis układu

Zadaniem układu jest automatyczne przełączenie zasilania elektroniki modelu z jednego akumulatora na drugi w sytuacji kiedy nastąpi awaria pierwszego akumulatora, lub pierwszy akumulator ulegnie wyładowaniu, co oznacza, że napięcie na jego zaciskach spadnie poniżej pewnej wartości.

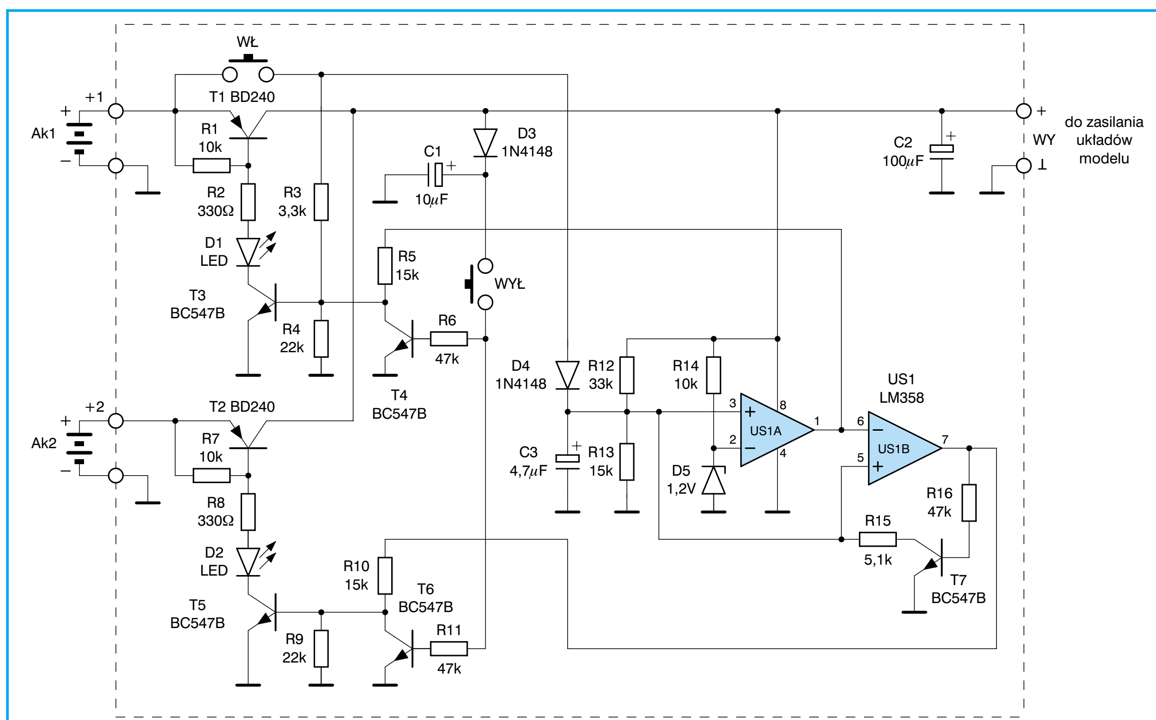
W urządzeniu buforującym konieczne są klucze elektroniczne. Doskonale do tego celu nadają się tranzystory polowe z izolowaną bramką typu MOSFET. Niestety tranzystory tego typu posiadają wbudowaną (pasożytniczą) diodę zwrotną. Obecność tej diody poważnie komplikuje układ. Na rysunku 1 przedstawiono dwa akumulatory połączone z kluczami wykonanymi na tranzystorach MOSFET. Klucze umożliwiają włączanie jednego lub drugiego akumulatora. Załóżmy, że akumulator Ak1 jest rozładowany, a napięcie na jego zaciskach ma wartość 3,9 V. Natomiast drugi akumulator Ak2 jest w pełni naładowany a napięcie na zaciskach wynosi 4,8 V sytuacja taka ma miejsce krótko po przełączeniu zasilania na drugi akumulator. W takiej sytuacji T1 jest wyłączony a T2 włączony. Prąd z akumulatora Ak2 płynie do obciążenia, lecz równocześnie przepływa przez diodę zwrotną i ładuje akumulator Ak1. Czyli część prądu ulega „zmarnowaniu". Dlatego też w układzie buforującym zastosowano zwykłe tranzystory bipolarne. Co prawda spadek napięcia na złączu emiter-kolektor tranzystora bipolarnego w nasyceniu wynosi ok. 0,5÷0,7 V przy prądzie 1 A, lecz można sobie pozwolić na ten „luksus" mając do dyspozycji dwa akumulatory. Mając do dyspozycji większą ilość tranzystorów mocy można wybrać takie, które będą charakteryzowały się spadkiem napięcia niższym niż 0,5 V. Osobiście znalazłem egzemplarze o spadku napięcia 0,35 V.



Rys. 1 Rozpływ prądów w układzie buforującym z kluczami typu MOSFET

Schemat układu buforującego zamieszczono na rysunku 2. Akumulator Ak1 włączany jest kluczem zbudowanym w oparciu o tranzystor typy pnp T1. Tranzystor npn nadaje się szczególnie dobrze do tego celu ze względu na łatwość sterowania prądem wypływającym z emitera do masy. Zapewnia on równocześnie blokowanie prądu wstecznego o d strony kolektora.

Po zwarciu styków włącznika WŁ1 przez rezystor R3 zostaje spolaryzowana baza tranzystora T3, który włącza się. Powoduje to przepływ prądu w obwodzie bazy T1 przez rezystor R2 i diodę D1. Konsekwencją tego jest włączenie T1, co jest sygnalizowane zapaleniem się diody D1 informującej o włączeniu zasilania z pierwszego akumulatora Ak1. Po włączeniu się tranzystora T1 napięcie z akumulatora Ak1 zostaje doprowadzone do wyjścia urządze-



Rys. 2 Schemat układu buforującego zasilanie

nia i równocześnie powoduje zasilenie wzmacniacza operacyjnego US1.

Wzmacniacz ten pełni funkcję komparatora „mierzącego napięcie zasilające. Do wejścia nieodwracającego wzmacniacza US1A podłączona jest dioda Zenera D5 zasilana przez rezystor R14. Na drugie wejście wzmacniacza dostarczane jest napięcie zasilania za pośrednictwem dzielnika napięciowego R12, R13. W sytuacji gdy napięcie zasilania podzielone przez dzielnik jest wyższe od napięcia referencyjnego z diody D5 wyjście komparatora US1A jest w stanie wysokim. Napięcie z wyjścia US1A doprowadzone jest do rezystora R5, za pośrednictwem którego wysterowany jest tranzystor T3.

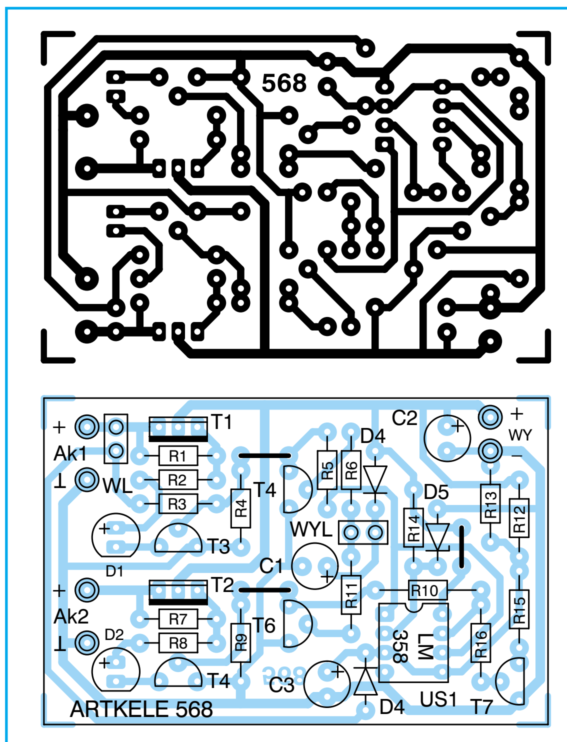
Ten fragment układu stanowi włącznik z samopodtrzymaniem. Rozwarcie styków WŁ1 nie spowoduje teraz wyłączenia tranzystora T1 i cały układ jest zasilany, a za jego pośrednictwem są zasilane odbiorniki w modelu.

Zwarcie styków WŁ1 powoduje natychmiastowe naładowanie się kondensatora C3 podłączonego równolegle do dzielnika napięciowego R12, R13. Zapobiega to wyłączeniu się układu podczas stanów nieustalonych jakie towarzyszą włączaniu zasilania.

W tym czasie wejście odwracające drugiego komparatora US1B znajduje się w stanie wysokim. Natomiast wejście nieodwracające posiada napięcie niższe, pochodzące z dzielnika R12, R13. Na skutek tego wyjście komparatora US1B jest w stanie niskim. Tranzystor T7 jest wyłączony. Niski stan z wyjścia US1B doprowadzony przez rezystor R10 do bazy T5 sprawia, że tranzystor ten jest zatkany, co pociąga za sobą zatkanie także tranzystora T2. Pomaga temu rezystor R7 łączący bazę T2 z emiterem. Tak więc akumulator Ak2 jest odłączony od układu i „czeka" na swoją kolej.

Gdy napięcie na zaciskach akumulatora Ak1, a dokładniej mówiąc napięcie na wyjściu układu buforującego spadnie do wartości 4,0 V, napięcie z dzielnika R12, R13 będzie niższe niż napięcie z diody Zenera D5. Wtedy komparator US1A zmieni stan wyjścia z wysokiego na niski. Wyłączony zostanie tranzystor T3 i równocześnie T1. Zgaśnie też dioda D1. Niski stan na wyjściu US1A powoduje zmianę stanu wyjścia komparatora US1B na wysoki. Dzięki temu przez rezystor R10 zostaje spolaryzowana baza tranzystora T5. Zaczyna płynąć prąd bazy T2 włączając zasilanie z układu z akumulatora Ak2. Jest to sygnalizowane zapaleniem się diody D2.

Wysoki stan na wyjściu US1B powoduje także włączenie tranzystora T7, który dołącza do dzielnika dodatkowy rezystor R15. Zadaniem tego rezystora jest zwiększenie stopnia podziału dzielnika, tak aby doprowadzenie wyższego napięcia z „świeżego" akumulatora Ak2 nie spowodowało ponownego przerzucenia komparatora US1A. Cały układ US1A, US1B i T7 tworzy swego rodzaju przerzutnik Schmitt'a.



Rys. 3 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Cały proces przełączania odbywa się tak szybko, że przy średnich prądach rzędu 0,5 A pobieranych przez układy modelu nie ma żadnego zaniku napięcia zasilającego. Przeciwdziała temu kondensator C2 podtrzymujący na chwilkę zasilanie.

Chcąc wyłączyć zasilanie modelu należy nacisnąć włącznik WŁ2. Zwarcie jego styków spowoduje włączenie tranzystorów T4 i T6, które z kolei zewrą bazy T3 i T5 do masy wyłączając aktualnie włączony jeden z tranzystorów T1 lub T2. Kondensator C1 ma na celu chwilowe podtrzymanie wysterowania T4 i T5 po zaniku napięcia zasilającego, aby uniknąć stanów nieustalonych w chwili zaniku napięcia zasilającego układ. Dioda D3 przeciwdziała szybkiemu rozładowaniu się kondensatora C1.

Urządzenie nie wymaga żadnego uruchamiania. Powinno zacząć działać od razu po zmontowaniu, pod warunkiem, że nie popełniono błędów podczas montażu i zastosowano sprawne elementy. Konieczne jest jednak ustalenie progu przy którym układ powinien przełączać zasilanie z pierwszego akumulatora na drugi. Wykonuje się to dobierające rezystor dzielnika R13. Najwygodniej jest podłączyć zamiast Ak1 regulowany zasilacz laboratoryjny. Natomiast do drugiego wejścia dołącza się akumulator. Do wyjścia należy przyłączyć woltomierz. Obniżając powoli napięcie z zasilacza należy sprawdzić przy jakim napięciu nastąpi przełączenie zasilania na Ak2. Dla podanych wartości elementów powinno to zajść przy napięciu 4,0 V.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1	– LM 358
T1, T2	– BD 240 lub dowolny pnp mocy o małym napięciu nasycenia
T3÷T7	– BC 547B
D1	– LED kolor zielony
D2	– LED kolor czerwony
D3, D4	– 1N4148
D5	– dioda Zenera 1,2 V
Rezystory	
R2, R8	– 330 Ω/0,125 W
R3	– 3,3 kΩ/0,125 W
R15	– 5,1 kΩ/0,125 W
R1, R7, R14	– 10 kΩ/0,125 W
R5, R10	– 15 kΩ/0,125 W
R13	– 15 kΩ/0,125 W, patrz opis w tekście
R4, R9	– 22 kΩ/0,125 W
R12	– 33 kΩ/0,125 W
R6, R11, R16	– 47 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C3	– 4,7 μF/25 V
C1	– 10 μF/25 V
C2	– 100 μF/16 V
Inne	
WŁ1, WŁ2	– amikrołącznik
płytka drukowana numer 568	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 568 – 3,20 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ *Tomasz Jagodziński*

Prosty tester stopnia wyładowania akumulatorów i baterii

Liczba urządzeń elektronicznych, które można znaleźć w każdym domu jest coraz większa i rośnie z roku na rok. Towarzyszy temu zmniejszanie się prądu pobieranego przez te urządzenia. Dlatego też coraz więcej urządzeń może być zasilanych z baterii, lub co jest jeszcze wygodniejsze i tańsze z akumulatorów Ni-Cd lub NiMH.

Dzięki olbrzymiemu postępowi jaki dokonał się od czasów pierwszego ogniwa Volty na rynku jest dostępny szeroki asortyment ogniw pierwotnych. Ogniwa pierwotne to źródła napięcia przetwarzające energię reakcji chemicznych na energię elektryczną. Natomiast ogniwa wtórne nazywane dziś akumulatorami to źródła napięcia w których przemiana zachodzi w obu kierunkach. Oznacza to, że w czasie pracy (rozładowywania) energia chemiczna zamieniana jest na energię elektryczną. Natomiast w czasie ładowania energia elektryczna podlega zamianie na energię chemiczną zmagazynowaną w akumulatorze. Badania prowadzone nad ogniwami obu rodzajów mają na celu zgromadzenie jak największej energii w najmniejszej objętości i masie. Drugim kierunkiem badań jest maksymalne zwiększenie sprawności przemian energetycznych. Choć postęp w tej dziedzinie jest bardzo duży na razie nie udało się zbudować wystarczająco efektywnych ogniw, które umożliwiłyby napędzanie samochodów. Wszystkie auta elektryczne nie wykraczają poza prototypy i zastosowania specjalne.

Jak już wspomniano na rynku dostępna jest szeroka gama ogniw pierwotnych. Poszczególne ich typy zostaną pokrótce omówione poniżej.

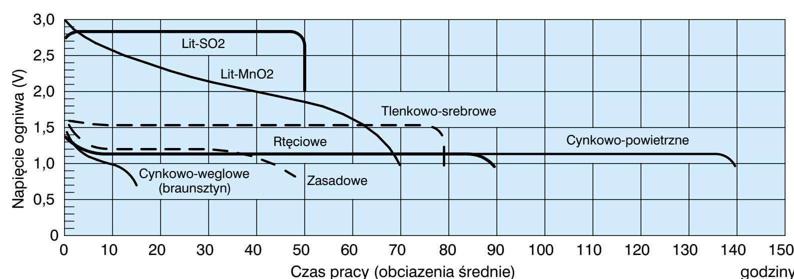
Ogniwa cynkowo-węglowe

Jest to najstarszy typ ogniw, równocześnie najpopularniejszy i najtańszy. Dodatnia elektroda ogniwa wykonana jest w postaci pręta węglowego (grafitu), wokół którego umieszczony jest sproszkowany dwutlenek manganu (braunsztyn). Elektroda ujemna jest wykonana w postaci „kubka” z cynku, który stanowi jednocześnie obudowę ogniwa. Sproszkowany dwutlenek manganu nasycony jest kwaśnym elektrolitem wykonanym na bazie salmiaku i chlorku cynku. Zewnętrzna strona obudowy ogniwa pokryta jest materiałem zapobiegającym wyciekaniu elektrolitu, który jest żrący i w przypadku wycieku może uszkodzić wyprowadzenia baterii oraz elementy elektroniczne.

Znamionowe napięcie ogniwa cynkowo węglowego jest równe 1,5 V i szybko spada do wartości 0,8 V przy zupełnym wyładowaniu. Ogniwa tego typu charakteryzują się najmniejszą pojemnością, czyli ilością zgromadzonej energii. Są jednak najtańszymi ogniwami i stąd ich duża popularność i szeroki wachlarz zastosowań.

Ogniwa alkaliczne

Budowa ogniwa alkalicznego jest podobna do ogniwa cynkowo-węglowego. Inne są natomiast zastosowane w nim materiały. Elektrodę dodatnią tworzy dwutlenek manganu, a elektrodę ujemną tlenek cynku. Ogniwo alkaliczne w odróżnieniu od cynkowo-weglowego wypełnione jest elektrolitem o odczynie zasadowym, jest to wodny roztwór wodorotlenku potasu.



Rys. 1 Charakterystyki napięciowe ogniw pierwotnych w funkcji czasu pracy

Pojemność ogniwa alkalicznego jest około 3 do 4 razy większa w porównaniu z ogniwem cynkowo-węglowym. Drugą zaletą ogniw tego typu jest większa „odporność” na duże obciążenia. Wynika to z małej rezystancji wewnętrznej ogniwa i mniejszego zjawiska polaryzacji elektrod. Szczególnym obszarem zastosowań ogniw alkalicznych są urządzenia pobierające stosunkowo duży prąd w krótkim czasie, takie jak przetwornice lamp błyskowych w aparatach fotograficznych oraz przenośne „wealkmany”, lub zabawki mechaniczne.

Napięcie znamionowe ogniw alkalicznych wynosi także 1,5 V i maleje do 1,0 V przy całkowitym rozładowaniu. Wartość napięcia zmienia się nieznacznie w okresie eksploatacji ogniwa. Cena ogniw alkalicznych jest znacznie wyższa od ceny ogniw cynkowo-węglowych, dlatego też nie opłaca się ich używać do urządzeń o niewielkim poborze prądu np. ściennych zegarów. W pilotach telewizyjnych ekonomia zakupu jest zbliżona do obydwu typów ogniw.

Ogniwa tlenkowo-srebrowe

Ogniwo tlenkowo srebrowe także posiada elektrolit o odczynie zasadowym. Biegun ujemny ogniwa wykonany jest z cynku, zaś biegun dodatni z tlenku srebra. Ze względu na srebro zawarte w ogniwie jego cena jest dość wysoka. Wielką zaletą ogniwa tlenkowo-srebrowego jest duża stałość napięcia w funkcji rozładowania, oraz duża pojemność, prawie dwukrotnie większa od ogniwa alkalicznego.

Stabilność napięcie sprawia, że ogniwa tego typu są stosowane w urządzeniach pobierających niewielki prąd, a pracujących bardzo długo. Są one spotykane w zegarkach naręcznych, kalkulatorach oraz w aparatach fotograficznych i kamerach, gdzie służą do podtrzymania wewnętrznej pamięci.

Napięcie znamionowe ogniwa tlenkowo-srebrowego wynosi 1,5 V i gwałtownie spada po jego wyładowaniu się. Przyjmuje się, że ogniwo jest wyładowane gdy napięcie na jego zaciskach jest niższe niż 1,3 V.

Produkowane są też „oszczędne” wersje ogniw tego typu w których zastosowano inne materiały, lecz nie posiadają one tak dużej stabilności napięcia i w związku z tym nie mogą być używane w urządzeniach wrażliwych na zmiany napięcia zasilającego.

Ogniwa rtęciowe

Kolejny typ ogniw także posiada elektrolit zasadowy, którym jest wodny roztwór wodorotlenku potasu tak samo jak w ogniwach alkalicznych. Inne są natomiast materiały z których wykonane są elektrody. Elektrodę ujemną tworzy cynk, a elektrodę dodatnią rtęć.

Napięcie znamonowe ogniw rtęciowych wynosi 1,35 V, a w niektórych wykonaniach 1,4 V. Podobnie jak ogniwa tlenkowo-srebrowe charakteryzują się one dużą stałością napięcia w funkcji rozładowania. Ogniwo rozładowane ma napięcie mniejsze od 1,0 V.

Zakres zastosowań ogniw rtęciowych jest podobny do ogniw tlenkowo-srebrowych. Z tym zastrzeżeniem, że ze względu na mniejsze napięcie nie wszędzie można zastąpić ogniwo tlenkowo-srebrowe ogniwem rtęciowym. Ogniwa rtęciowe są jednak tańsze od ogniw tlenkowo-srebrowych stąd można je spotkać częściej.

Ogniwa litowe

Ogniwa tego typu wykonywane są w wielu odmianach stąd też zastosowane w nich materiały są różne. Cechą wspólną jest anoda do które produkcji używany jest lit. W związku z różnymi materiałami zastosowanymi do produkcji tych ogniw różne są także napięcia znamionowe. Dla ogniw litowych napięcie znamionowe wynosi 3,0 V, a dla ogniw chlorkowo-jonowych 3,6 V. Także charakterystyki napięcia w funkcji rozładowania są różne.

Zastosowania tego typu ogniw są dość szerokie, między innymi na dwukrotnie większe napięcie nominalne. Można je spotkać w klakulatorach, aparatach fotograficznych, kamerach, płytach głównych komputerów gdzie służą do podtrzymania zawartości pamięci. Często są także stosowane w systemach alarmowych.

Zaletą ogniw litowych jest dość duża pojemność porównywalna z pojemnością ogniw alkalicznych i duża niezawodność. Czynnikiem wyróżniającym ogniwa litowe jest zdolność do pracy w bardzo szerokim zakresie temperatur, który także zależy od typu zastosowanych do budowy ogniwa materiałów. Ostatnio produkowane są także akumulatory litowo-jonowe.

Ogniwa cynkowo-powietrzne

Ten rodzaj ogniw określany jest jako ekologiczne, czyli nie dostarczające toksycznych odpadów do środowiska po ich wykorzystaniu. Ogniwo to działa w oparciu o katalityczne utlenianie cynku tlenem atmosferycznym. Fabrycznie nowe ogniwo jest zapakowane hermetycznie i w takim stanie może być przechowywane przez okres nawet do czterech lat. Natomiast po otwarciu musi być ono zużyte w czasie nie przekraczającym 3-4 miesięcy. Nawet niecałkowite wyładowanie ogniwa powoduje, że po okresie „żywotności" traci ono swoje właściwości.

Nominalne napięcie ogniwa ma wartość 1,4 V lecz podczas rozładowywania napięcie spada do 1,3÷1,2 V i utrzymuje się na tym poziomie przez cały okres eksploatacji ogniwa. Pojemność ogniw tego typu jest największa ze wszystkich opisanych wcześniej typów.

Niestety ogniwa cynkowo-powietrzne posiadają szereg wad. Pierwszą z nich jest krótki okres eksploatacji (mimo dużej pojemności). Drugą wadą jest silne ograniczenie pobieranego z nich prądu, po przekroczeniu wartości maksymalnej prądu pobieranego z ogniwa napięcie na jego zaciskach bardzo szybko spada. Kolejnym niekorzystnym czynnikiem wpływającym na pracę tego typu ogniw jest wilgotność względna powietrza oraz zawartość w nim dwutlenku węgla. Wszystkie te czynniki sprawiają, że ogniwa te nie zyskały na razie większej popularności.

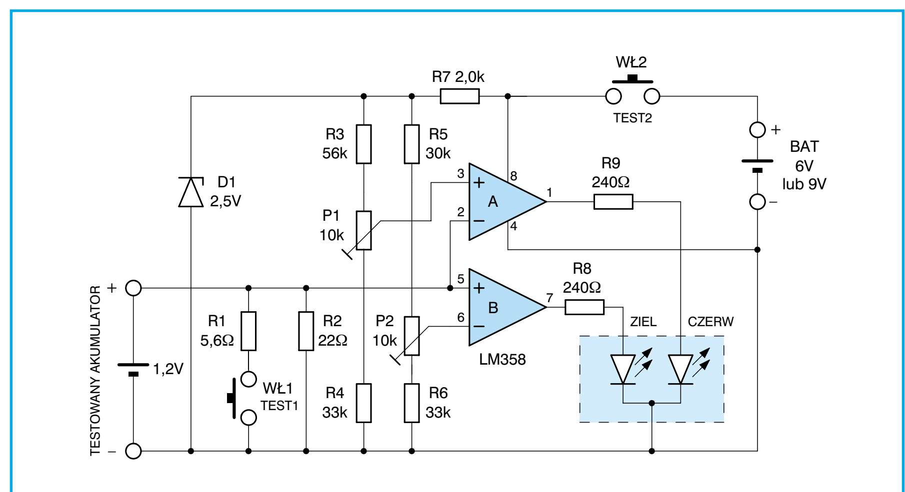
Charakterystyki różnego rodzaju ogniw pierwotnych przedstawiono na rysunku 1. Wykres odzwierciedla napięcie na zaciskach ogniwa w funkcji czasu pracy przy średnim prądzie wyładowania. Oczywiście wykres ten odnosi się do ogniw o jednakowych gabarytach. Ogniwo cynkowo węglowe w rozmiarze R20 będzie miało większą pojemność od ogniwa alkalicznego LR6.

Uwagi ogólne

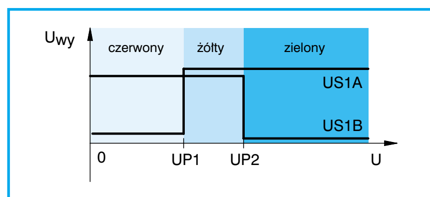
Wszystkie typy ogniw zarówno pierwotnych jak i wtórnych zawierają w swoim wnętrzu wiele substancji szkodliwych i toksycznych. Dlatego też nie wolno prowadzić eksperymentów polegających na rozbieraniu hermetycznych obudów i mających na celu zbadanie zawartości. Zużyte ogniwa nie mogą być wyrzucane do pojemników z odpadkami domowymi. Niestety w naszym kraju jest to normą. Zużyte ogniwa muszą być oddawane do sklepów prowadzących sprzedaż, skąd powinny trafić do utylizacji. Jak pokazuje codzienna praktyka bardzo rzadko można spotkać w naszych sklepach pojemniki na zużyte ogniwa. W środkach masowego przekazu wiele uwagi poświęca się na propagowanie ekologicznych samochodów, natomiast nie uczula się rodaków o szkodliwości wyrzucanych ogniw.

Drugim istotnym niebezpieczeństwem jest zwarcie elektrod ogniwa. Dotyczy to zwłaszcza akumulatorów. Zwarcie zacisków naładowanego akumulatora lub ogniwa może doprowadzić do zagotowania się elektrolitu i eksplozji. Co prawda ogniwa posiadają „bezpieczniki" chroniące przed rozerwaniem obudowy, lecz wrzący elektrolit może poważnie poparzyć skórę lub nawet uszkodzić oczy. Zatem warto zwrócić uwagę na to czy dostępu do ogniw nie mają małe dzieci, które nieświadomie mogą doprowadzić do nieszczęścia.

Sprawdzanie stopnia wyładowania ogniw przy pomocy woltomierza jest dość kłopotliwe. Dlatego też przedstawiamy układ prostego testera pozwalającego dość miarodajnie ocenić stopień przydatności ogniwa do dalszej eksploatacji. W przy-



Rys. 2 Schemat ideowy testera ogniw



Rys. 3 Stany wyjściowe komparatorów w funkcji napięcia wejściowego

padku akumulatora można stwierdzić czy zachodzi konieczność jego naładowania.

Schemat testera przedstawiony został na rysunku 1. Do sygnalizacji stanu ogniwa służy dwukolorowa dioda LED D1. Zielony kolor świecenia diody sygnalizuje pełne lub prawie pełne naładowanie ogniwa. Kolor żółty (kiedy świecą dwie diody równocześnie) oznacza częściowe rozładowanie ogniwa, które można jednak eksploatować w dalszym ciągu. Kolor czerwony natomiast informuje, że ogniwo jest w zupełności rozładowane i nie nadaje się do dalszej eksploatacji.

Ze względu na charakterystykę napięciową ogniw w funkcji prądu rozładowania test jest wykonywany przy wstępnym obciążeniu ogniwa. Dla mniejszych ogniw typu R6, AA i AAA prąd pobierany z ogniwa podczas testu ma wartość ok. 60 mA. Obciążeniem dla ogniwa jest w tym przypadku rezystor R2. Ogniwa o większej pojemności obciąża się rezystorem R1, który zapewnia pobór prądu rzędu 300 mA. Rezystor ten włączany jest przełącznikiem WŁ1. Nie można tu stosować mikrowłącznika, gdyż nie posiada on takiej wytrzymałości prądowej, zadziała najwyżej kilka razy i uszkodzi się.

Napięcie z zacisków obciążonego ogniwa doprowadzone jest do dwóch komparatorów US1, które wykonano przy wykorzystaniu popularnego wzmacniacza operacyjnego LM 358, mogącego pracować z pojedynczym i równocześnie niskim napięciem zasilania. Napięcie referencyjne dla obu komparatorów jest dostarczane przez dwa regulowane dzielniki. Oba dzielniki zasilane są z pomocniczego, parametrycznego stabilizatora napięcia w skład którego wchodzi rezystor R7 i dioda Zenera D1. Dzięki temu osiągnięto stabilność progów przy zasilaniu układu z baterii która jak wiadomo zmienia swoje napięcie w czasie rozładowywania. Natomiast sam wzmacniacz zasilany jest bezpośrednio z miniaturowej baterii 6 V. Ewentualny spadek napięcia zasilającego wzmacniacz nie ma w takim układzie wpływu na dokładność pomiaru testowanego ogniwa.

Progi komparacji są różne dla różnych typów ogniw. Zestawienie odpowiednich wartości podaje Tabela 1. Generalnie można wybrać progi pośrednie. W takim przypadku zostaną tylko dwie wersje, jedna dla ogniw pierwotnych a druga dla akumulatorów.

Tabela 1 – Wartości napięć komparatorów dla różnych typów ogniw

Typ ogniwa	U P1	U P2
	[V]	[V]
cynkowo-węglowe	0,95	1,15
alkaliczne	1,00	1,20
Ni-Cd	1,05	1,28
Ni-MHi	1,00	1,28

Wartości napięć progowych komparatorów ustawia się przy pomocy potencjometrów P1 i P2, mierząc napięcie na ich suwakach względem masy układu (minusa baterii zasilającej). W czasie gdy napięcie wejściowe z testowanego ogniwa jest niższe od progu U P1 świeci się tylko dioda czerwona czemu odpowiada wysoki stan na wyjściu komparatora US1A. Napięcie zawarte pomiędzy progami U P1 i U P2 powoduje zapalenie obu diod, co daje w efekcie żółty kolor świecenia. W tej sytuacji wyjścia obu komparatorów są w stanie wysokim. Natomiast napięcie wyższe od progu U P2 wywołuje świecenie tylko zielonej diody.

Odpowiednie stany wyjść komparatorów są przedstawione na rysunku 3. Jeżeli zakres regulacji napięć progowych potencjometrami P1 i P2 będzie niewystarczający należy zmienić nieco wartość rezystorów R3 i R5. Przy czym jeżeli napięcia będą zbyt małe należy zmniejszyć wartość odpowiedniego rezystora. Natomiast przy zbyt dużym napięciu wartość rezystora trzeba zwiększyć.

Układ jest na tyle prosty, że można go zmontować na niewielkiej uniwersalnej płytce drukowanej. Włączniki WŁ1 i WŁ2 także są montowane na płytce. Jako zacisk do zamocowania ogniwa może posłużyć pojemniczek na jedną baterię, jaki można dostać w sklepach elektronicznych za jedyną złotówkę. Źródłem zasilania może być niewielka bateria 6 V lub 9 V, która wystarczy na lata pracy testera.

◇ ***Jacek Kubacki***

Pomiary parametrów głośników

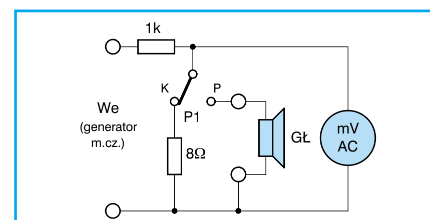
Czytelnicy zasygnalizowali nam, że czasami przy projektowaniu obudów stają wobec głośników bez fabrycznych parametrów. Dotyczy to zwłaszcza tańszych głośników jakie można zdobyć na naszym rynku. Podajemy sposób na pomiary i obliczenie parametrów Thiele-Small'a.

Układ pomiarowy

Parametry głośnika można obliczyć dokonując pomiarów częstotliwości rezonansowej oraz modułu impedancji w charakterystycznych punktach, dla głośnika w otwartej przestrzeni i następnie po umieszczeniu go w obudowie zamkniętej o znanej objętości.

Do zbudowania układu pomiarowego niezbędny będzie generator m.cz. (sinusoidalny) o zakresie częstotliwości co najmniej od 10 do 500 Hz, dobrej stałości amplitudy i małych zniekształceniach nieliniowych (<1%). Należy sprawdzić skalowanie generatora przez pomiary częstotliwości sygnału wyjściowego. Ewentualnie wzbogacić układ o cyfrowy miernik częstotliwości. Kolejnym przyrządem pomiarowym będzie miliwoltomierz prądu zmiennego (najlepiej *True RMS*) – w ostateczności multimetr. Osobiście polecałbym tu miernik wskazówkowy ponieważ widać na nim lepiej tendencje zmian przy przestrajaniu generatora. Elementy układu pomiarowego to rezystor 1 kΩ /0,25 W oraz w miarę precyzyjny rezystor 8 Ω o mocy 0,5 W. Dla ułatwienia pomiarów wskazany jest przełącznik dwupozycyjny. Schemat układu prezentuje rys. 1.

Zadaniem rezystora 1 kΩ jest wymuszenie wielkości prądu przepływającego najpierw przez rezystor 8 Ω (kalibracja)



Rys. 1 Układ do pomiaru modułu impedancji głośnika

a później przez impedancję cewki głośnika (pomiar). Jeśli wartość prądu wyniesie 1 mA, to 1 mV napięcia będzie odpowiadał 1 Ω impedancji. Wskazania miliwoltomierza AC możemy traktować wtedy jako moduł impedancji wyrażony w Ω (1 mV – 1 Ω).

Pewną trudność może stanowić zdobycie szczelnej obudowy zamkniętej o znanej objętości np. 20÷30 dcm³ (litrów). Tym bardziej, że musi być dostosowana do zamocowania głośnika. Można tu posłużyć się płytą pośrednią – szczegóły mechaniczne pozostawiam inwencji czytelników.

Układ pomiarowy, jeśli ma służyć w przyszłości proponuję zamontować w obudowie wraz z przełącznikiem i zaciskami do podłączenia generatora, miliwoltomierza i badanego głośnika. Dodatkowo będzie jeszcze potrzebny multimetr lub miernik rezystancji do pomiaru rezystancji cewki głośnika dla prądu stałego. Rezystancja ta będzie traktowana jako część rzeczywista impedancji głośnika. Oznaczymy ją jako *Ro*.

Kolejność pomiarów i obliczenia

1. Zaczynamy od kalibracji układu pomiarowego. Włączamy generator, miliwoltomierz AC i podłączamy układ pomiarowy do generatora. Miliwoltomierzem mierzymy napięcie na rezystorze 8 Ω. Regulujemy napięcie wyjściowe generatora aby uzyskać wskazanie 8 mV. Można sprawdzić, czy wskazania te nie ulegają zmianie przy przestrajaniu generatora w zakresie 10÷200 Hz.
2. Zmierzyć rezystancję cewki głośnika dla prądu stałego (*Ro*) i zapisać jej wartość.
3. Nie zmieniając napięcia wyjściowego z generatora, zastąpić rezystor 8 Ω badanym głośnikiem umieszczonym w otwartej przestrzeni. Zmieniając częstotliwość generatora uzyskać maksimum wskazań miliwoltomierza. W ten sposób znaleźliśmy częstotliwość rezonansową głośnika w otwartej przestrzeni *Fs*. Zapisać częstotliwość *Fs* oraz odpowiadającą jej rezystancję jako *Rs*. Tak na marginesie to impedancja głośnika dla rezonansu ma charakter rzeczywisty (rezystancyjny).
4. Obliczyć stosunek *Rs*/*Ro*, który oznaczymy jako *s*. Następnie obliczymy impedancję pomiarową *Rp* korzystając z następującego wzoru:

$$Rp = Ro\sqrt{s}$$

5. Znaleźć dwie częstotliwości po obu stronach częstotliwości *Fs*, dla których impedancja osiąga wartość *Rp*. Zapisać te częstotliwości jako *f1* i *f2*.
6. Zamocować głośnik do ścianki obudowy i wykonać te same pomiary oraz zapisać ich wyniki. Częstotliwość rezonansową oznaczymy teraz jako *Fc*. Objętość obudowy oznaczymy jako *Vb*. Od dokładności z jaką określimy objętość obudowy będzie zależała dokładność obliczenia objętości zastępczej *Vas*.
7. Teraz kalkulator w dłoń i przystępujemy do liczenia parametrów głośnika wg podanych niżej wzorów:

$$Qms = \frac{Fs\sqrt{s}}{f2 - f1}$$

– dobroć mechaniczna

$$Qes = \frac{Qms}{s - 1}$$

– dobroć elektryczna

$$Qts = \frac{Qms \cdot Qes}{Qms + Qes}$$

– dobroć wypadkowa

$$Vas = Vb \cdot \left(\frac{Qtc^2}{Qts^2} - 1\right)$$

– objętość zastępcza

$$Fs$$

– częstotliwość rezonansowa (zmierzona).

Dla przyzwoitości podam jednak wzory dla obliczenia parametrów głośnika w obudowie. Wyjściowymi będą wyniki pomiarów: *Fc*, *Rc* (odpowiednik *Rs*), *f2*, *f1*.

$$c = \frac{Rc}{Ro}$$

$$Rp = Ro\sqrt{c}$$

– posłuży do zmierzenia f1 i f2 dla głośnika w obudowie,

$$Qmc = \frac{Fc \cdot \sqrt{c}}{f2 - f1}$$

– dobroć mechaniczna w obudowie,

$$Qec = \frac{Qmc}{c - 1}$$

– dobroć elektryczna w obudowie,

$$Qtc = \frac{Qmc \cdot Qec}{Qmc + Qec}$$

– dobroć wypadkowa w obudowie.

Przykład obliczeń

Dane:

w powietrzu

Ro = 6,5 Ω
Fs = 32 Hz
Rs = 42 Ω
f1 = 22 Hz
f2 = 45 Hz

w obudowie

Vb = 18 l
Fc = 80 Hz
Rc = 53 Ω
f1 = 68 Hz
f2 = 92 Hz

obliczenia:

$$s = \frac{42}{6{,}5} = 6{,}46$$

$$Qms = \frac{32 \cdot \sqrt{6{,}46}}{45 - 22} = \frac{32 \cdot 2{,}54}{23} =$$

$$= \frac{81{,}3}{23} = 3{,}53$$

$$Qes = \frac{3{,}53}{6{,}46 - 1} = \frac{3{,}53}{5{,}46} = 0{,}65$$

$$Qts = \frac{3{,}53 \cdot 0{,}65}{3{,}53 + 0{,}65} = \frac{2{,}29}{4{,}18} = 0{,}55$$

$$c = \frac{53}{6{,}5} = 8{,}15$$

$$Qmc = \frac{80 \cdot \sqrt{8{,}15}}{92 - 68} = \frac{80 \cdot 2{,}86}{24} =$$

$$= \frac{228{,}44}{24} = 9{,}52$$

$$Qec = \frac{9{,}52}{8{,}15 - 1} = \frac{9{,}52}{7{,}15} = 1{,}33$$

$$Qtc = \frac{9{,}52 \cdot 1{,}33}{9{,}52 + 1{,}33} = \frac{12{,}67}{10{,}85} = 1{,}17$$

$$Vas = 18 \cdot \left(\frac{1{,}17^2}{0{,}55^2} - 1\right) = 18 \cdot \left(\frac{1{,}36}{0{,}3} - 1\right) =$$

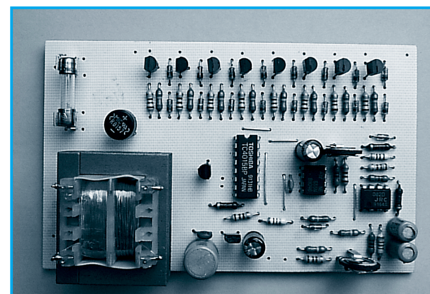
$$= 18 \cdot (4{,}5 - 1) = 18 \cdot 3{,}5 = 63\ l$$

Ile to trzeba się nameczyć, żeby uzyskać dobre basy.

◊ **R.K.**

Świecący numerek policyjny

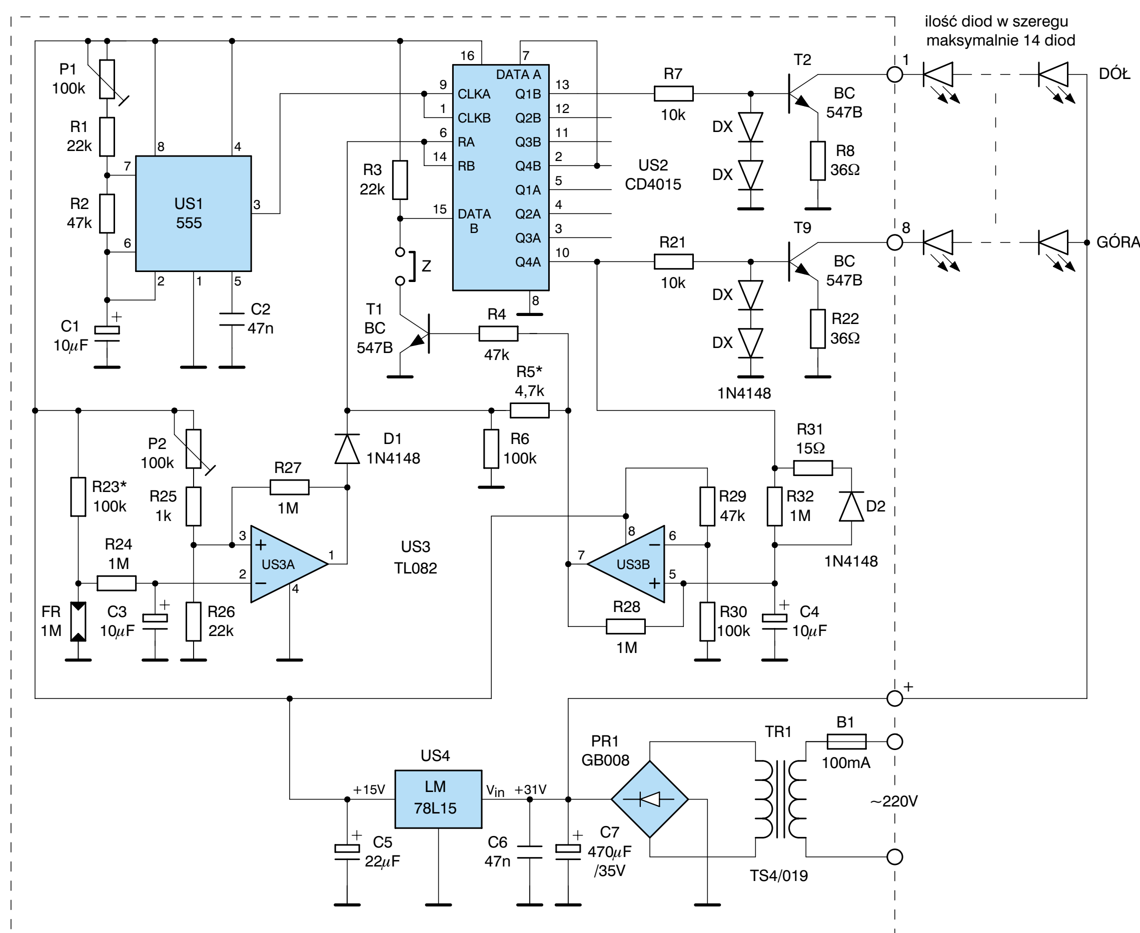
Zgodnie z obowiązującymi przepisami każdy dom powinien posiadać numer, który jest podświetlany w nocy. Numer ten nazywany jest numerkiem policyjnym. Artykuł przedstawia opis jak wykonać taki numerek, który dzięki temu że miga jest łatwy do zauważenia. Dostępne i tanie elementy to wielka zaleta tego prostego układu, który może wykonać początkujący elektronik.



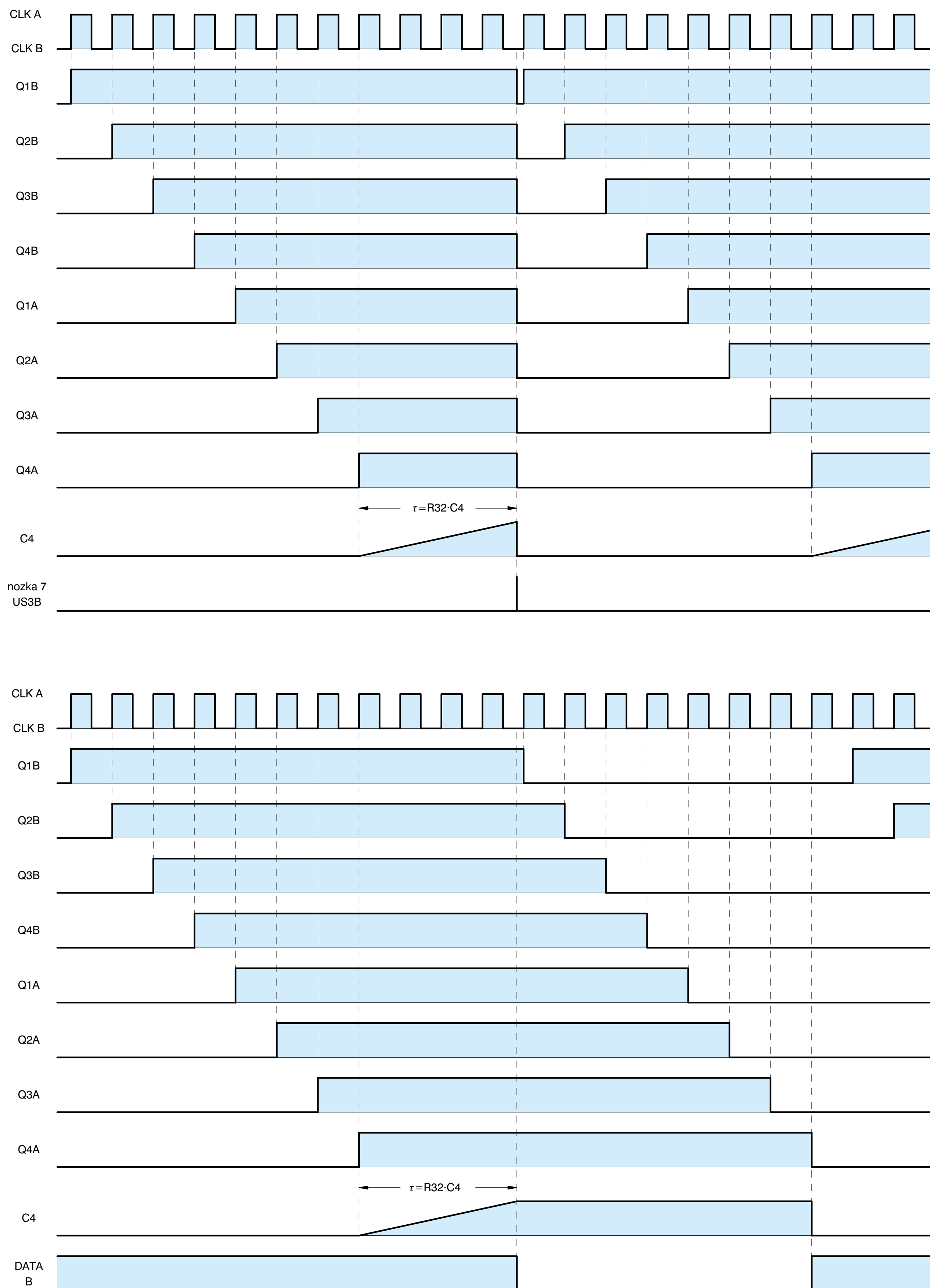
Numerek policyjny zaprojektowałem zupełnie przypadkowo bawiąc się z synem w różne proste układziki elektroniczne, które można złożyć w godzinę na płytce uniwersalnej. Cała zabawa zaczęła się od prostej linijki świetlnej zapalającej kolejne diody. Po dalszym uzupełnieniu układu można było zapalać już całe łańcuchy diod i to na dwa sposoby. Kolejnym etapem było dobudowania włącznika zmierzchowego. W ten to prosty sposób podczas niewątpliwie zabawy dydaktycznej powstało całkiem ciekawe urządzenie, którym chciałbym podzielić się z Czytelnikami Praktycznego Elektronika. Samo praktyczne zastosowanie zostało wymyślone na samym końcu tej zabawy.

Sercem układu jest generator taktujący z klasycznym układem tajmera 555 (US1). Częstotliwość generatora można regulować potencjometrem P1 w zakresie od 0,6 1,2 Hz. Generator dostarcza impulsy do szeregowego rejestru przesuwnego US2. Jest to taki rodzaj układu cyfrowego, w którym każdy kolejny takt sygnału zegarowego przepisuje dane z wejścia DATA na kolejne wyjścia rejestru Q1, Q2 itd.. W zastosowanym układzie CD 4015 połączono szeregowo dwa zawarte w kostce rejestry czterobitowe, tworząc w ten sposób rejestr ośmiobitowy. Połączenie szeregowe rejestrów polega na połączeniu wyjścia ostatniego bitu rejestru Q4B z wejściem DATA A (nóżki 2i 7 US2.

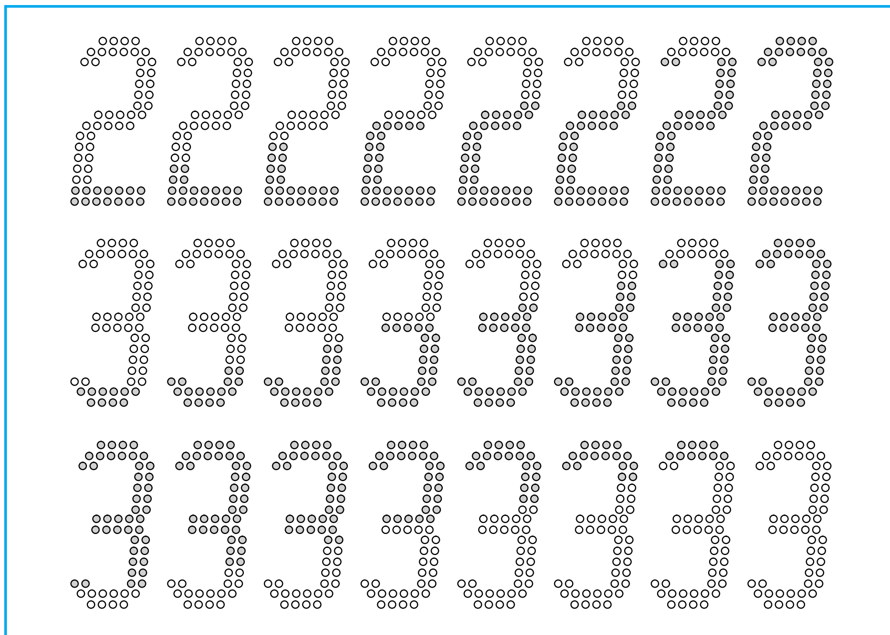
Do wyjść rejestru podłączone zostały źródła prądowe składające się z tranzystorów T2÷T9. Zasada działania tego najprostszego źródełka polega na stabilizacji prądu płynącego przez rezystor. W układzie tym napięcie bazy tranzystora T2 stabilizowane jest przez dwie szeregowo połączone diody DX na poziomie ok. 1,2 V. Prąd płynący przez rezystor R8 nie może wywołać na nim większego spadku napięcia niż 0,6 V. Drugie 0,6 V odkłada się na złączu baza emiter tranzystora. Nadmierny wzrost prądu powoduje powstanie większego spadku napięcia i zmniejszenie wysterowania tranzystora prowadzące do zmniejszenia prądu. Czyli układ ten stabilizuje prąd. Dobierając wartość rezystora



Rys. 1 Schemat policyjnego numerka



Rys. 2 Harmonogramy czasowe pracy układu



Rys. 3 Zapalanie cyfr dla dwóch różnych rodzajów pracy

R8 można wybrać żądaną wartość prądu. Dla rezystora o podanej na schemacie przez rezystor płynie prąd ok. 16 mA.

Podłączając pomiędzy kolektor tranzystora a plus zasilania diodę LED wywoła się jej zapalenie. Gdy podłączy się kilka diod szeregowo będą one świeciły tak samo jasno jak jedna, gdyż wartość prądu nie ulegnie zmianie. Pozostały spadek napięcia odłoży się na tranzystorze T2. W układzie jest osiem źródeł prądowych, a każde podłączone jest do jednego wyjścia rejestru.

Jeżeli wszystkie wyjścia rejestru są w stanie niskim nie świeci się żadna dioda. Wraz z pierwszym taktem generatora na pierwsze wyjście rejestru Q1B zostanie wpisana jedynka, gdyż wejście rejestru DATA B jest połączone z plusem zasilania (zworka Z rozwarta). Kolejny takt generatora spowoduje przepisanie jedynki z pierwszego wejścia na drugie. Natomiast na wejście pierwsze zostanie wpisana kolejna jedynka z wejścia DATA B. Cały cykl będzie trwał aż do chwili zapełnienia całego rejestru jedynkami. Można to zobaczyć na rysunku 2, na górnym wykresie.

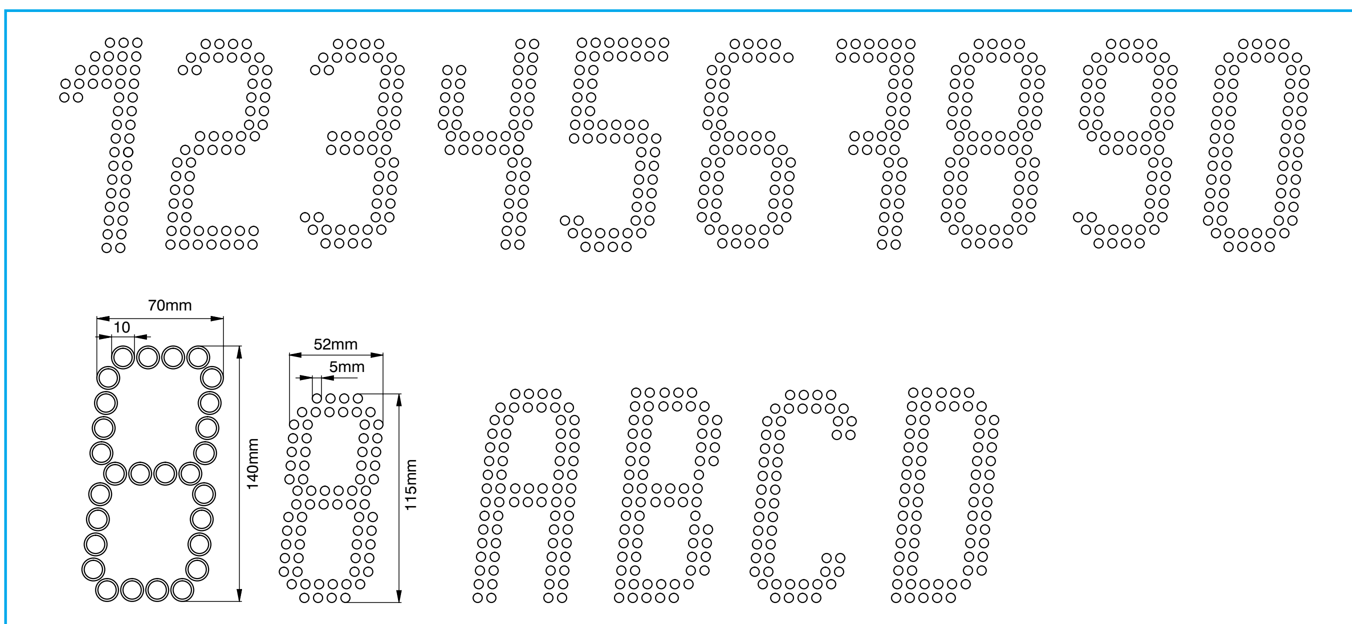
W chwili gdy cały rejestr zapełni się Jedynka na wyjściu Q4A spowoduje ładowanie się kondensatora C4 przez rezystor R32, co trwa ok. 10 sekund. Przez cały czas ładowania się kondensatora wszystkie diody będą się świeciły.

Po naładowaniu się kondensatora wzmacniacz US3B ustawia na swoim wyjściu jedynkę, która przez rezystor R5 dociera do wejścia zerującego rejestru. W ten sposób skasowaniu ulegnie zawartość wszystkich wyjść. Kondensator C4 może teraz szybko się rozładować przez diodę D2 i rezystor R31. W ten sposób cały cykl się powtarza.

Układ posiada włącznik zmierzchowy włączający diody po zapadnięciu zmroku. Elementem światłoczułym jest tu fotorezystor FR1. Rezystancja jego jest duża w ciemności a maleje wraz ze wzrostem naświetlenia. Zatem im ciemniej na dworze tym wyższe napięcie będzie na fotorezystorze. Napięcie z fotorezystora doprowadzane jest przez układ całkujący R24, C3 do komparatora US3A. Zadaniem układu całkującego jest wyeliminowanie krótkotrwałych zmian rezystancji fotorezystora przez niespodziewane błyski światła w nocy np. błyskawice, lub reflektory samochodów. Komparator w dzień wystawia na swoim wyjściu jedynkę, która przez diodę D1 jest doprowadzona do wejścia zerującego rejestru. Zatem w dzień diody nie będą świeciły się.

Próg ciemności przy którym następuje włączenie diod można ustawić potencjometrem P2. Jeżeli zakres regulacji będzie zbyt mały należy dobrać wartość rezystora R23*.

Możliwa jest jeszcze inna praca rejestru. Gdy zamontuje się zworkę „Z" i wymontuje rezystor R5 po naładowaniu się kondensatora C4 diody nie zgasną, gdyż sygnał z wyjścia komparatora nie dotrze do



Rys. 4 Przykładowe kształty cyfr i liter zbudowanych z diod

wejścia zerującego rejestru. Natomiast jedynka na wyjściu komparatora spowoduje włączenie tranzystora T1 i zwarcie wejścia DATA B z masą. Wtedy każdy kolejny takt generatora będzie wpisywał zero na kolejne wyjście rejestru. Efektem tego będzie wygaszanie kolejnych diod podłączonych do wyjść układu.

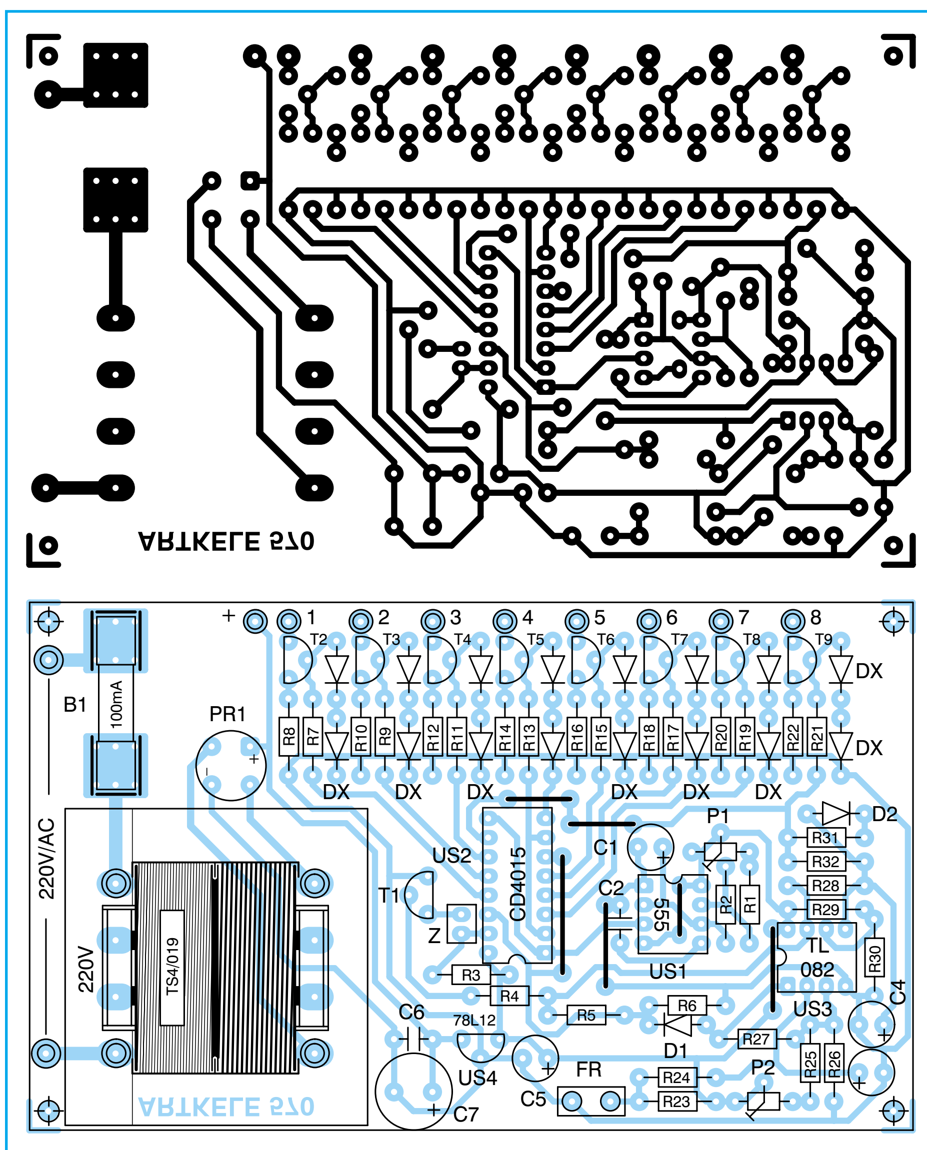
Na rysunku 3 przedstawiono fazy zapalania diod. Pierwszy z opisanych cykli zapala cyfrę 2, a drugi cyfrę 3. Diody zapalają się kolejnymi wierszami po dwa wiersze na raz.

Kształty wszystkich dziesięciu cyfr i czterech liter ułożonych z diod przedstawiono na rysunku 4. Odpowiednią cyfrę można powiększyć na kserokopiarce do takiej wielkości aby wysokość cyfry wynosiła 11,5 cm. Następnie rysunek ten przykłada się do płyty pilśniowej i wierci w niej otwory wiertłem o średnicy 5 mm. Tak przygotowaną płytę należy pomalować czarną farbą z obu stron co zabezpieczy ją przed wpływem wilgoci. We wszystkie otwory wciska się od spodu diody.

W każdej parze wierszy diody łączy się szeregowo wykorzystując ich nóżki. Anody wszystkich wierszy łączy się razem i przewodem doprowadza do punktu „+” na płytce drukowanej. Natomiast katody kolejnych wierszy należy doprowadzić przewodami do punktów ponumerowanych od 1 do 8. Diody dolnych dwóch wierszy łączy się z punktem numer 1, a katody górnych dwóch wierszy z punktem numer 8.

Jeżeli wszystko zostało zamontowane zgodnie ze schematem układ powinien „ruszyć” bez żadnych problemów. Można tylko ustawić szybkość zapalania się kolejnych wierszy diod za pośrednictwem potencjometru P1 oraz ustawić próg włączania numerka o zmierzchu przy pomocy potencjometru P2.

Życzę miłej zabawy.



Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1	– NE 555
US2	– CD 4015
US3	– TL 082
US4	– LM 78L15
T1÷T9	– BC 547B
D1÷D2	– 1N4148
DX	– 1N4148 16 szt.
PR1	– GB 008 1 A/100 V
LED	– diody LED, patrz opis w tekście

Rezystory	
R31	– 15 Ω/0,125 W
R8, R10, R12, R14, R16, R18, R20, R22	– 36 Ω/0,125 W
R25	– 1 kΩ/0,125 W
R5*	– 4,7 kΩ/0,125 W patrz opis w tekście
R7, R9, R11, R13, R15, R17, R19, R21	– 10 kΩ/0,125 W
R1, R3, R26	– 22 kΩ/0,125 W
R2, R4, R29	– 47 kΩ/0,125 W
R23*	– 100 kΩ/0,125 W patrz opis w tekście
R24, R27, R28, R32	– 1 MΩ/0,125 W

R6, R30	– 100 kΩ/0,125 W
P1, P2	– 100 kΩ TVP 1232
Kondensatory	
C2, C6	– 47 nF/50 V ceramiczny
C1, C3, C4	– 10 μF/25 V
C5	– 22 μF/25 V
C7	– 470 μF/35 V
Kondensatory	
TR1	– TS 4/019
FR	– fotorezystor 1 MΩ (100 kΩ patrz opis w tekście)
B1	– WTAT 250/100 mA
RX	– patrz opis w tekście
płytka drukowana numer 570	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 570 – 8,50 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ ***Dariusz Tomsia***

Prenumerata na rok 2001

Wszyscy Czytelnicy, którzy zdecydowali się na wykupienie prenumeraty Praktycznego Elektronika na cały rok 2001 czeka miła niespodzianka. Wraz z drugim numerem pisma otrzymają prezent w postaci srebrnego krążka zawierającego prawie 3000 stron z archiwalnych numerów PE z lat 1992 ÷ 1999!!! Na płycie CD PE2 znajdzie się również baza artykułów PE i płytek drukowanych. Na nowej płycie jest inny mechanizm wyszukiwania artykułów i płytek. Można tam będzie znaleźć także gotowe wydruki płytek wycofanych ze sprzedaży wysyłkowej.

Na płycie znajduje się też bogato ilustrowana w kolorze książka poświęcona zestawom głośnikowym. Książka ta nie będzie dostępna w druku.

Dla wszystkich melomanów przygotowano zestaw sygnałów testowych przy pomocy których można zbadać swój sprzęt elektroakustyczny. Sygnały nagrane są w formacie pozwalającym na bezpośrednie odtwarzanie ich na dowolnym sprzęcie muzycznym.

Olbrzymie kompendium wiedzy w zakresie praktycznych zastosowań elektroniki. Opisy, aplikacje, urządzenia, nietypowe rozwiązania, jeden styl.

Nie sprzedajemy darmowych programów, które można ściągnąć z Internetu lub przegrać od kolegi.
Nasza płyta jest jedyna w swoim rodzaju, nie kupisz jej w żadnym innym miejscu.

!!! prawie 3000 stron PE w 2001 roku!!!

Cena jednego egzemplarza PE w prenumeracie na II, III, IV kwartał 2001 roku wynosi 5,80 zł. Za 3 kwartały należy więc zapłacić tylko 52,20 zł.

Wszyscy prenumeratorzy zyskują !!!

W roku 2001 każdy, kto zaprenumeruje Praktycznego Elektronika:
- otrzyma PE bezpośrednio pod wskazany adres
- otrzyma PE tak szybko jak to tylko możliwe
- cena jednego egzemplarza w prenumeracie jest stała.

Nie przegap!!! Taka okazja już się nie powtórzy!!!
89 numerów PE w postaci elektronicznej na jednej płycie!!!

Odcinek dla poczty	Odcinek dla posiadacza rachunku	Odcinek dla wpłacającego
zł....................... gr.........................	zł....................... gr.........................	zł....................... gr.........................
.... słownie złotych .... groszy jak wyżej	.... słownie złotych .... Groszy jak wyżej	.... słownie złotych .... Groszy jak wyżej
.... imię i nazwisko (firma)	.... imię i nazwisko (firma)	.... imię i nazwisko (firma)
.... ulica / numer domu	.... ulica / numer domu	.... ulica / numer domu
□□-□□□ kod pocztowy	□□-□□□ kod pocztowy	□□-□□□ kod pocztowy
.... miejscowość (poczta)	.... miejscowość (poczta)	.... miejscowość (poczta)
na rachunek:	na rachunek:	na rachunek:
ARTKELE ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra	**ARTKELE** ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra	**ARTKELE** ul. Jaskółcza 2/5 65-001 Zielona Góra
WBK S.A. II O/Zielona Góra	**WBK S.A. II O/Zielona Góra**	**WBK S.A. II O/Zielona Góra**
10901636-102847-128-0100-01	**10901636-102847-128-0100-01**	**10901636-102847-128-0100-01**
Datownik	Datownik	Datownik
Pobrano opłatę zł.......... gr............	Pobrano opłatę zł.......... gr............	Pobrano opłatę zł.......... gr............
.... podpis przyjmującego	.... podpis przyjmującego	.... podpis przyjmującego

Zostawić margines dla faxu — Zostawić margines dla faxu

Imię — Nazwisko

ul./os. — Ulica (miejscowość, wieś) — Numer domu / posesji

Kod pocztowy — Poczta (miejscowość)

Wszystkie dane personalne wpisać literami drukowanymi

Wytnij i naklej na kartę pocztową (wysyłka karty pocztowej kosztuje mniej niż wysyłka listu, a nam ułatwia pracę).

Płytki

Numer — Ilość

szt. (×10)

Czasopisma

Numer/rocznik — Ilość

/ szt. (×6)

Kserokopie

Numer płytki

W przypadku zamawiania kserokopii artykułów prosimy o podanie numeru płytki drukowanej zamieszczonej w tym artykule. Jeżeli w artykule występują dwie płytki należy podać tylko numer jednej z nich.
W rubryce UWAGI można wpisywać:
– nazwy programów, zamawianych układów,
– oznaczenia obudów, folii, elementów, itp.

Uwagi:..

Wykaz dostępnych numerów archiwalnych:

Rok / numery	Cena
1992	
3	4,00 zł
1995	
8, 11, 12	4,00 zł
1996	
4, 7÷9, 12	4,00 zł
1997	
1÷11	4,00 zł
1999	
3, 9	5,00 zł
2000	
1÷4, 6÷12	5,80 zł
2001	
1	5,80 zł

Ten kupon można wyciąć i wysłać faksem: fax (całą dobę) (068) 324-71-03.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.03.2001r.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.03.2001r.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty lub zamówienie wybranych płyt zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1. 34,00 zł	Płyta CD-PE2. 34,00 zł	Płyty CD-K 55,00 zł	II, III, IV 2001r. 52,00 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 5,80 zł

CD-PE1 – archiwum 1992÷1997 + inne programy
CD-PE2 – archiwum 1992÷1999 + książka i efekty audio
CD-K – CD-PE1 + CD-PE2

Upoważniam do wystawienia faktury VAT bez mojego podpisu.

NIP:........................ Podpis............................

Wyrażam zgodę na przetwarzanie moich danych osobowych dla potrzeb Wydawnictwa ARTKELE zgodnie z ustawą z dn. 29.08.97r o ochronie danych osobowych Dz.U. 97.133.883

kupon ważny do 31.03.2001r.

Katalog Praktycznego Elektronika
Transoptory cz. 1

Tabela 1 – Tranzystor na wyjściu; 1 – Anoda, 2 – Katoda, 3 – NC, 4 – Emiter, 5 – Kolektor, 6 – Baza;

Typ	V_{CE} SAT			t_r/t_f typ				V_{BR}	V_F		Obudowa
	V_{CE}	I_F	I_c		I_c	V_{CC}	RL	min	max	I_F	
	[V]	[mA]	[mA]	[μs]	[mA]	[V]	[Ω]	[V]	[V]	[mA]	
4N27	0,5	50	2,0	1,2/1,3	10	10	100	30	1,5	10	c)
4N28	0,5	50	2,0	1,2/1,3	10	10	100	30	1,5	10	c)
4N38, A	1	20	4,0	1,6/2,2	10	10	100	80	1,5	10	c)
4N25,a	0,5	50	2,0	1,2/1,3	10	10	100	30	1,5	10	c)
4N26	0,5	50	2,0	1,2/1,3	10	10	100	30	1,5	10	c)
CNY 17-1	0,4	10	2,5	1,6/2,3	–	5	75	70	1,65	60	c)
CNY 17-2	0,4	10	2,5	1,6/2,3	–	5	75	70	1,65	60	c)
CNY 17-3	0,4	10	2,5	1,6/2,3	–	5	75	70	1,65	60	c)
MOC 8100	0,5	1	0,1	3,8/5,6	2	10	100	30	1,4	1	c)
TIL 117	0,4	10	0,5	5/5	2	10	100	30	1,4	16	c)
TIL 126	0,4	10	1	2/2	2	10	100	30	1,4	10	c)
4N35	0,3	10	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	c)
4N36	0,3	10	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	c)
4N37	0,3	10	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	c)
H11AV1	0,4	20	2	5/4	2	10	100	70	1,5	10	c)
H11AV2	0,4	20	2	5/4	2	10	100	70	1,5	10	c)

Tabela 2 – Tranzystor bez wyprowadzonej bazy na wyjściu; 1 – Anoda, 2 – Katoda, 3 – NC, 4 – Emiter, 5 – Kolektor, 6 – NC;

Typ	V_{CE} SAT			t_r/t_f typ				V_{BR}	V_F		Obudowa
	V_{CE}	I_F	I_c		I_c	V_{CC}	RL	min	max	I_F	
	[V]	[mA]	[mA]	[μs]	[mA]	[V]	[Ω]	[V]	[V]	[mA]	
MOC 8105	0,4	5	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	a)
MOC 8111	0,4	10	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	a)
MOC 8112	0,4	10	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	a)
MOC 8113	0,4	10	0,5	3,2/4,7	2	10	100	30	1,5	10	a)

Tabela 3 – Wejście AC, Tranzystor na wyjściu; 1 – Anoda LED, 2 – Katoda LED, 3 – NC, 4 – Emiter, 5 – Kolektor, 6 – Baza;

Typ	V_{CE} SAT			t_r/t_f typ				V_{BR}	V_F		Obudowa
	V_{CE}	I_F	I_c		I_c	V_{CC}	RL	min	max	I_F	
	[V]	[mA]	[mA]	[μs]	[mA]	[V]	[Ω]	[V]	[V]	[mA]	
H11AA1	0,4	±10	0,5	–	–	–	–	30	1,5	±10	d)
H11AA4	0,4	±10	0,5	–	–	–	–	30	1,5	±10	d)

Tabela 4 Tranzystor Darlingtona na wyjściu; 1 – Anoda, 2 – Katoda, 3 – NC, 4 – Emiter, 5 – Kolektor, 6 – Baza;

Typ	V_{CE} SAT			t_r/t_f typ				V_{BR}	V_F		Obudowa
	V_{CE}	I_F	I_c		I_c	V_{CC}	RL	min	max	I_F	
	[V]	[mA]	[mA]	[μs]	[mA]	[V]	[Ω]	[V]	[V]	[mA]	
MOC 8030	–	–	–	1/2	–	50	100	80	2	10	b)
MOC 8020	–	–	–	1/2	–	50	100	50	2	10	
MOC 8050	–	–	–	1/2	–	50	100	80	2	10	b)
MOC 8021	–	–	–	1/2	–	50	100	50	2	10	

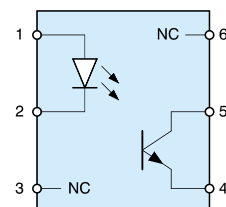
Tabela 5 – Triak na wyjściu; a
1 – Anoda, 2 – Katoda, 3 – NC, 4 – Główne wyjście, 5 – Podłoże, 6 – Główne wyjście;

Typ	Napięcie blokowania	Prąd diody	Napięcie włączania	Napięcie pracy	dv/dt typ	Obudowa
	min [V]	[mA]	max [V]	[V]	[V/μs]	
MOC 3010	250	15	–	125	10	f)
MOC 3011	250	10	–	125	10	f)
MOC 3012	250	5	–	125	10	f)
MOC 3021	400	15	–	125/280	10	f)
MOC 3022	400	10	–	125/280	10	f)
MOC 3023	400	5	–	125/280	10	f)
MOC 3051	600	15	–	125/280	2000	f)
MOC 3052	600	10	–	125/280	2000	f)
MOC 3031	250	15	20	125	2000	g)
MOC 3032	250	10	20	125	2000	g)
MOC 3033	250	5	20	125	2000	g)
MOC 3041	400	15	20	125/280	2000	g)
MOC 3042	400	10	20	125/280	2000	g)
MOC 3043	400	5	20	125/280	2000	g)
MOC 3061	600	15	20	125/280	1500	g)
MOC 3062	600	10	20	125/280	1500	g)
MOC 3063	600	5	20	125/280	1500	g)
MOC 3162	600	10	15	125/280	1000	g)
MOC 3163	600	5	15	125/280/320	1000	g)
MOC 3081	800	15	20	125/280/320	1500	g)
MOC 3082	800	10	20	125/280/320	1500	g)
MOC 3083	800	5	20	125/280/320	1500	g)

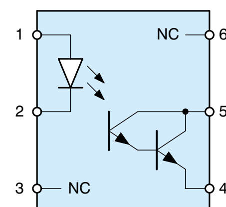
Tabela 6 – Przerzutnik Schmitt'a na wyjściu;
1 – Anoda, 2 – Katoda, 3 – NC, 4 – Wyjście, 5 – Masa, 6 – V_{CC};

Typ	Prąd włączenia	Prąd wyłączenia	IF_{on}/IF_{off}		V_{cc}		t_r, t_f typ	Obud
	max [mA]	max [mA]	min	max	min [V]	max[V]	[μs]	
H11L1	1,6	0,3	0,5	0,9	3	16	0,1	e)
H11L2	10	0,3	0,5	0,9	3	16	0,1	e)
MOC 5007	1,6	0,3	0,5	0,9	3	16	0,1	e)
MOC 5008	4	0,3	0,5	0,9	3	16	0,1	e)
MOC 5009	10	0,3	0,5	0,9	3	16	0,1	e)

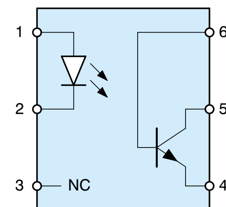
a) Tranzystor



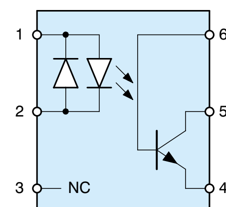
b) Darlington



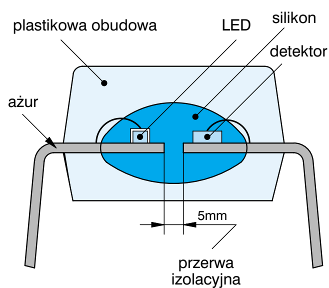
c) Tranzystor z bazą



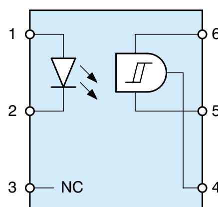
d) AC-we Tranzystor



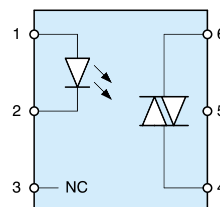
Budowa wewnętrzna transoptora



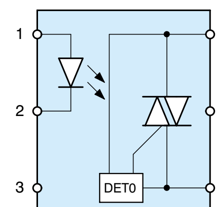
e) Przerzutnik Shmitt'a



f) Optotriak



g) Optotriak włączany w zerze



GIEŁDA PE

SPRZEDAM

WOBULATOR telewiz. ROS „Indykator ACX TECT”, miernik telewiz. Sygn. Ant. 50÷800MHz „K 956”, oscyloskop synchroskop „OK 10”, radiostacja samolotowa. Tel. (013) 463 12 61.

WYKRYAWACZ metali 3 lata gwarancji inf. (032) 476 10 09

SAM wykonaj transformator TESLI 9 stron A4 rysunków i opisu wykonania + dodatkowe materiały na ten temat. 30zł (z wysyłką) zamów pocztą. Dariusz Knull, Rymera 4A/5, 41 800 Zabrze.

SCHEMATY wzmacniaczy gitarowych i efektów. Transformatory, części do budowy wzm. lampowych. Tadeusz Bernat, Kopernika 7/50, 86 200 CHEŁMNO, (056) 686 04 89. Info koperta+znaczek.

KIT NE 019 bez TDA 2030 15zł, TBA 970 8zł, 14 LED ziel. 1x2mm SMD zamienię na tyle samo dowolnych zwykłych TTL serii 7400, LA 4570 z demontażu za 6zł. Paweł Wywiał, ul. Gospodarcza 26/53, 41 200 Sosnowiec.

NOWY „HP NetServer Navigator E30” Hewlett Packard oryginał tanio! Moduł kamery przem. Cz.b. „Karson” 61x37x27mm z obiektywem. Podłączysz do OTV (12V) 150 PLN. Grzegorz Bentkowski, ul. Młodzieżowa 7/35, 05-101 Nowy Dwór Maz. (022) 775 74 18.

KIT kamery kolor CDD z miniaturowym obiektywem opis w EdW6/97 tel. (0501) 050 232.

DRUKARKĘ atramentową kolorową HP610C. Rozdzielczość 600x600 DPI + zasilacz + oprogramowanie cena 200zł (do uzgodnienia). Tel. (032) 424 03 07. Stan b. dobry 2000r.

RADIOELEKTRONIKI z lat 89÷94, EdW: 96÷99 komplet 48 numerów i inne EP, EM, MT; bardzo tanio. Mariusz Jamróz, Buda Stalowska 5/4, 39 460 Nowa Dęba.

KAMERA przemysłowa z obiektywem szerokokątnym 38OTVL 01LUX 12V, wyjście video cinch cena 195zł z wysyłką. Przełączniki kamer 90zł, tel. (0601) 454 157.

PROGRAM CAD dla elektroników EDWIN NC deluxe 1.6Pl. Pełna legalna wersja + dokumentacja w języku Pl. Cena 700zł + koszt wysyłki. Krzysztof Kawa 33 162 Lubcza 174.

WYKRYWACZE metali z rozróżnianiem i bez. Zasięg do 3m. Gwarancja. CB Radio Lincoln USB, zasilacz. Dokumentacje wykrywaczy. Tel. (018) 353 11 49, 605 926 516.

Giełda PE

Bezpłatne ogłoszenia drobne wyłącznie dla osób fizycznych

Zaznacz rubrykę w której ma zostać zamieszczone ogłoszenie

☐ Sprzedam ☐ Poszukuję
☐ Kupię ☐ Zamienię ☐ Inne

Kupon ważny do 20.02.2001

Kupony prosimy przesyłać w kopercie **z dopiskiem GIEŁDA PE**

KIT kamery kolor CCD z miniaturowym obiektywem opis w EdW 6/97 lub zamienię na telefon komórkowy dwusystemowy. Tel. (0501) 050 232.

SCHEMATY dla początkujących zasilaczy, wzmacniaczy, wykrywaczy, generatorów, nadajniczków, radiotelefonów, organów, gier, mierników, regulatorów i inne. Wykaz za 2 znaczki. Józef Szypulski, ul. Leszczyńskiego 17a/17, 20 069 Lublin.

ROCZNIKI Radioelektronika 1976÷1993, całość 100zł, oraz dużo książek z dziedziny elektroniki może być wymiana. Info k+z, 24 100 Puławy, ul. Piłsudskiego 16 14, tel. 887 41 16.

CD ROM z nr 5 i 6 czasopisma Enter, numery Świat Radio, EdW, Praktyczny Elektronik, Młody Technik. S. Zubil, Pruszków, 67 320 Małomice.

DRUKARKĘ atramentową kolorową Hewlett Packard HP DJ690C (drivery, dokumentacja, mało używana). W pełni sprawna cena 120zł (bez atramentów). Info kop.+zn. Grzegorz Zubrzycki, ul. Zgierska 110/120 m. 211, 91 303 Łódź. Tel: (042) 654 40 98.

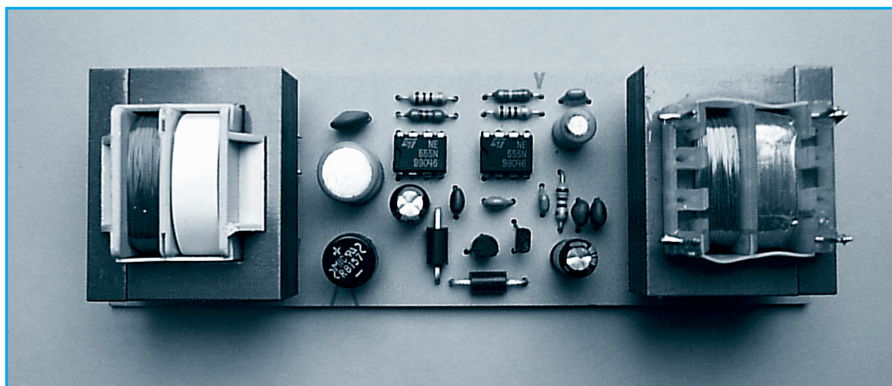
MAGNETOFONY kasetowe na części MK122, MK125, MK232, sprawny TV Lotos. Zasilacz KP 16105. (034) 363 52 97, Częstochowa.

NADAJNIKI, odbiorniki FM, mikrofony bezprzewodowe. Nadajniki TV, wzmacniacze w.cz. Alarmy bezprzewodowe, przetwornice 12/220. Ładowarki różne, tel. (044) 684 37 33, (0605) 124 490.

TANIO schematy stroboskopu 15zł, podsłuchu 13zł i inne. (ksero). R. Słomkowski tel. 052 355 20 89.

Przetwornica do folii elektroluminescencyjnych

W ciągu ostatnich lat prowadzone są intensywne badania nad wytwarzaniem światła. Ich celem jest zbudowanie płaskiego, prostego a zarazem taniego odpowiednika kolorowej lampy kineskopowej. Ta z firm która rozwiąże ten trudny problem na pewno zbije majątek. Niestety mimo ciągłych obietnic bliskiego rozwiązania tego problemu w dalszym ciągu nic ciekawego i konkurencyjnego nie pojawiło się na rynku. W dalszym ciągu króluje lampa kineskopowa, jedyna lampa która zrobiła zawrotną karierę i nie odeszła do lamusa wraz z pojawieniem się tranzystorów i układów scalonych. Prace badawcze owocują jednak innymi ciekawymi rozwiązaniami. Jedno z nich prezentuje poniższy artykuł.



Jako źródło światła widzialnego lampy próżniowe były stosowane już bardzo dawno. Starsi Czytelnicy zapewne pamiętają zielone oczka magiczne w lampowych magnetofonach i odbiornikach radiowych. Przyjmowały one w zależności od mody różne kształty: pasków, listków kończynki, wykrzykników itp. Zasada ich działania była analogiczna do lampy kineskopowej. Generalnie były to lampy trzyelektrodowe z żarzeniem pośrednim. Podgrzewana przez włókno żarzenia katoda (elektroda ujemna) była źródłem chmury swobodnych elektronów. Elektrony przyciągane przez dodatnią anodę uzyskiwały energię kinetyczną w polu elektrycznym pomiędzy anodą i katodą. Uderzając w anodę pokrytą luminoforem powodowały jej świecenie w kolorze zielonym. Na drodze pomiędzy anodą i katodą była umieszczona elektroda sterująca w postaci drucika znajdującego się na potencjale ujemnym względem katody. Elektroda ta odpychała ujemnie naładowane elektrony zakrzywiając ich tor lotu. Sprawiało to, że w zależności od napięcia elektrody sterującej elektrony docierały tylko do części anody. Dzięki temu świeciła tylko część powierzchni anody. Jak olbrzymia większość lamp oczka magiczne zasilane były wysokim napięciem rzędu 200 V.

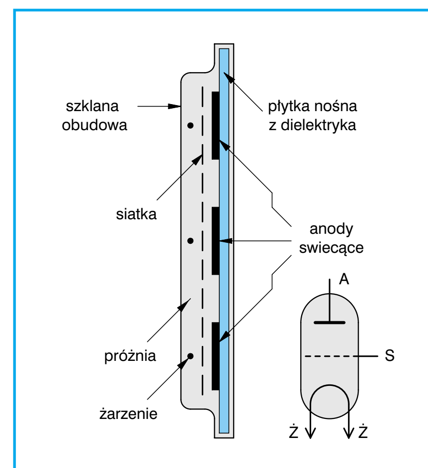
Era tranzystorowa odesłała do lamusa mrugające zalotnie oczka magiczne, zastępując je wskazówkowymi miernikami magnetoelektrycznymi. Intensywne prace nad półprzewodnikami doprowadziły do powstania diod świecących, najpierw czerwonych potem zielonych, żółtych i pomarańczowych. Po wielu latach badań powstały też diody świecące w kolorze niebieskim.

Po okresie zastoju w dziedzinie lamp świecących powrócono do tego typu źródeł światła. Udało się wyprodukować luminofory świecące przy znacznie niższych energiach elektronów. Umożliwiło to powstanie nowej generacji lamp pracujących przy stosunkowo niskim napięciu rzędu 30 V. Rozszerzono także paletę barw. Obecnie produkowane ekrany fluoryzujące, bo tak nazywają się te lampy, świecą w kolorze zielonym, niebieskim, pomarańczowym oraz białym. Ekrany mogą przyjmować różne kształty i wielkość, ograniczoną w zasadzie wytrzymałością mechaniczną szkła, z którego wykonana jest obudowa. Wadą tego typu wyświetlaczy jest lekkie rozmycie konturów wyświetlanych znaków, zaletą stosunkowo duża jasność i szerokie możliwości kształtowania pola odczytowego.

Na rysunku 1 przedstawiono budowę wyświetlacza fluoryzującego. Na warstwie nośnika, będącego dielektrykiem naniesione są anody. Kształt anod, ich liczba i rozmieszczenie odpowiada kształtowi wyświetlanych znaków i nie ma tu specjalnych ograniczeń. W niewielkiej odległości przed anodami umieszczona jest bardzo cienka siatka widoczna tylko z bliska. Za siatką znajdują się katody żarzone bezpośrednio wykonane w postaci cienkich drucików rozciągniętych przez całą długość wyświetlacza. Takich drucików znajduje się w lampie kilka. Ich liczba zależna jest od wielkości wyświetlacza. Napięcie żarzenia jest niewielkie i wynosi od 1 do 3 V.

Katoda pokryta jest specjalną mieszaniną tlenków i umożliwia emisję elektronów przy stosunkowo niskich temperaturach. Dzięki temu włókno katody nie świeci się, choć jest podgrzane do temperatury kilkuset stopni Celsjusza. Katoda połączona jest z masą układu i znajduje się na najniższym potencjale. Natomiast siatka znajduje się na potencjale dodatnim rzędu 30 V. Sprawia to, że chmura elektronów emitowana przez katodę jest przyciągana przez siatkę, ale równocześnie rozkłada się równomiernie w obszarze pomiędzy katodą i siatką.

Sterowanie zapalaniem segmentów wyświetlacza odbywa się w obwodach anod. Doprowadzenie do anody dodatniego napięcia o wartości takiej samej jak napięcie siatki powoduje zapalenie się segmentu. Elektrony emitowane przez katodę przyciągane są przez anodę, „przelatując" po drodze przez oczka siatki. Oczywiście część elektronów jest przechwyty-



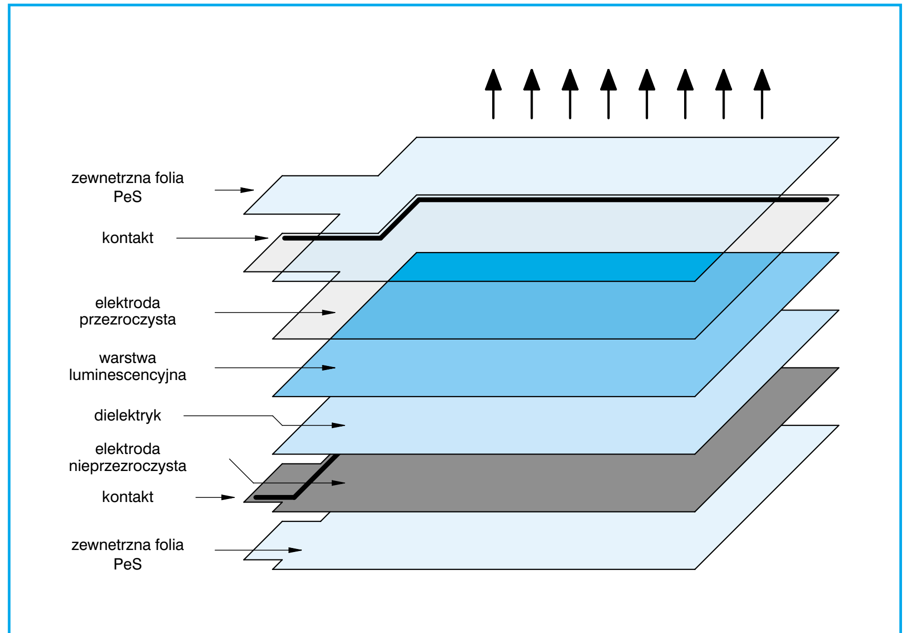
Rys. 1 Budowa wyświetlacza fluoryzującego

wana przez siatkę, ale wystarczająca ich liczba dociera do anody.

Niskie napięcie zasilania umożliwia sterowanie lampy przez specjalizowane lecz proste technologicznie i dzięki temu tanie układy scalone. Stąd też duża popularność tego typu wyświetlaczy w sprzęcie RTV i AGD.

Kończąc ten krótki opis wyświetlaczy lampowych mogę podać ciekawostkę jak były zbudowane pierwsze wyświetlacze siedmiosegmentowe w czasach kiedy nie było jeszcze diod LED. Segmenty w tych wyświetlaczach wykonane były z miniaturowego włókna wolframowego tak jak w zwykłych żarówkach. Obudowa była wielkością podobna do dzisiejszej, z nóżkami do montażu w płytce drukowanej. Całość posiadała przyklejoną szklaną szybkę i oczywiście wnętrze było pozbawione powietrza. Segmenty przy nominalnym napięciu zasilania 4,5 V świeciły w kolorze pomarańczowym, gdyż temperatura włókna była nieco niższa niż w klasycznych żarówkach.

Powróćmy jednak do materiałów (związków chemicznych) świecących pod wpływem innych czynników elektrycznych. Na początku lat dziewięćdziesiątych udało się wyprodukować związek chemiczny fosforku cynku, który świeci pod wpływem zmiennego pola elektrycznego. Zjawisko takie nosi nazwę elektroluminescencji. Jednym z pierwszych zastosowań tego wynalazku były podświetlane tarcze w zegarkach naręcznych firmy Timex o nazwie Indiglo. Cechą charakterystyczną tego typu wyświetlaczy jest ich niewielka grubość nie przekraczająca 0,5 mm. Na rysunku 2 przedstawiono budowę takiego wyświetlacza.

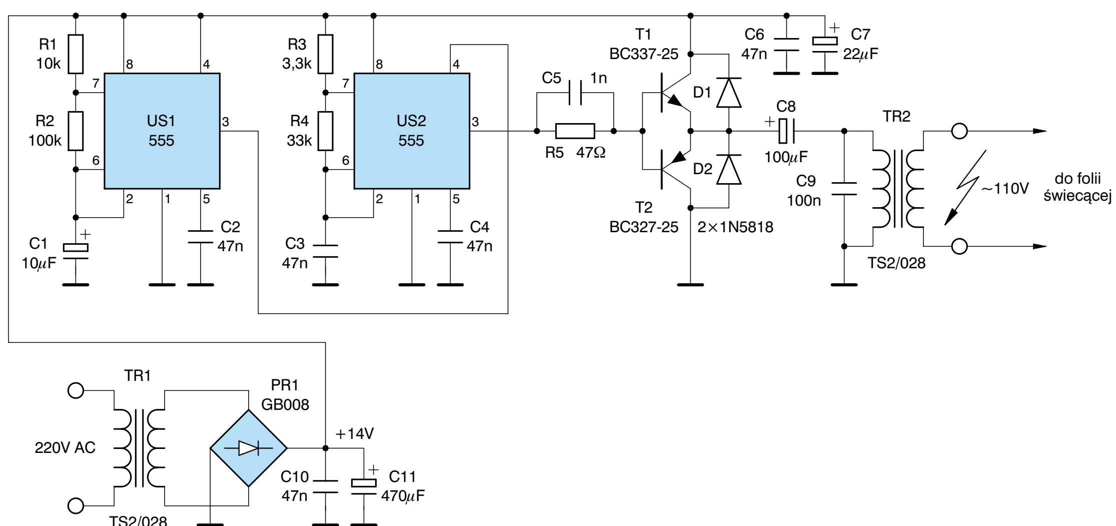


Rys. 2 Budowa wyświetlacza elektroluminescencyjnego

Wyświetlacze elektroluminescencyjne zbudowane są w postaci wielowarstwowej folii. Na nieprzezroczystej folii (druga od dołu) przewodzącej naniesiona jest warstwa dielektryka (izolatora). Folia ta stanowi dolną elektrodę wyświetlacza. Kolejną warstwę tworzy materiał luminescencyjny, czyli fosforek cynku. Na tą warstwę nałożona jest elektroda przezroczysta przewodząca prąd (druga elektroda wyświetlacza). Z obu stron wyświetlacz jest osłonięty przezroczystą folią tworzywową. Jak już wspomniano grubość tego przekładańca nie przekracza 0,5 mm.

Po przyłożeniu do elektrod wyświetlacza napięcia zmiennego warstwa fluorescencyjna znajduje się w zmiennym polu elektrycznym, pod wpływem którego zaczyna ona emitować światło. Kolor świecenia zależy od zastosowanych domieszek dodawanych do materiału luminescencyjnego. Obecnie dostępne są folie świecące w kolorach zielonym, pomarańczowym, czerwonym, białym, niebieskim, zielono-żółtym, zielono-niebieskim.

Wyświetlacze mogą być wykonywane techniką sitodruku, która umożliwia wybór dowolnych kształtów świecących



Rys. 3 Przetwornica napięcia do zasilania folii elektroliuminescencyjnych

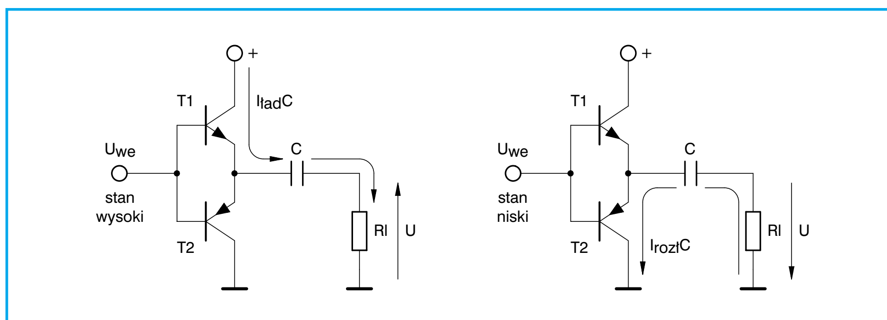
elementów, a w technice druku wielokrotnego także świecenie w wielu kolorach. Tak więc nie ma większego problemu z wykonaniem świecących klawiatur membranowych.

Podstawowe zastosowania folii elektroluminescencyjnych to:
– podświetlanie wyświetlaczy LCD, umożliwiające ich dalszą miniaturyzację;
– podświetlanie wyświetlaczy w telefonach komórkowych i pagerach;
– podświetlanie klawiatur membranowych i wyświetlanie na nich piktogramów;
– świetlne piktogramy oznaczające drogę ewakuacji w budynkach;
– świetlne tablice informacyjne;
– wyświetlanie informacji na deskach rozdzielczych w samochodach;
– świetlne tablice reklamowe;
– i wiele innych które trudno dziś przewidzieć.

Podstawowymi zaletami foliowych wyświetlaczy elektroluminescencyjnch są:
– niewielka grubość;
– niewielka masa;
– odporność na wibracje i narażenia mechaniczne;
– niski koszt przy masowej produkcji;
– prosta technologia produkcji;
– niewielka wartość zużywanej mocy 0,32 W/1 dm^2;
– stosunkowo duża jasność 10÷100 cd/m^2;
– minimalne wydzielanie ciepła;
– szeroki zakres temperatur pracy –30 ÷ +85°C;
– równomierne świecenie całej powierzchni czynnej.

Folie elektroluminescencyjne nie są jeszcze zbyt popularne w naszym kraju, choć istnieje firma, która wdrożyła tą technologię i w niedługim czasie ma przystąpić do produkcji seryjnej. Folie dostępne są także w sprzedaży wysyłkowej prowadzonej przez firmę Elfa (*www.elfa.se*).

Niestety folie elektroluminescencyjne muszą być zasilane napięciem zmiennym o częstotliwości 50÷1000 Hz i napięciu rzędu 50÷150 V. Typowe wartości to 400 Hz i 80÷120 V. Folia stanowi obciążenie typowo pojemnościowe (obie elektrody są od siebie galwanicznie izolowane. Z tych też względów do zasilania folii konieczne jest stosowanie odpowiednich przetwornic. Do tych celów produkowane są specjalne układy scalone np. MC 33441, niestety są on trudno dostępne w naszym kraju.



Rys. 4 Zasada działania stopnia przeciwsobnego z pojedynczym napięciem zasilania

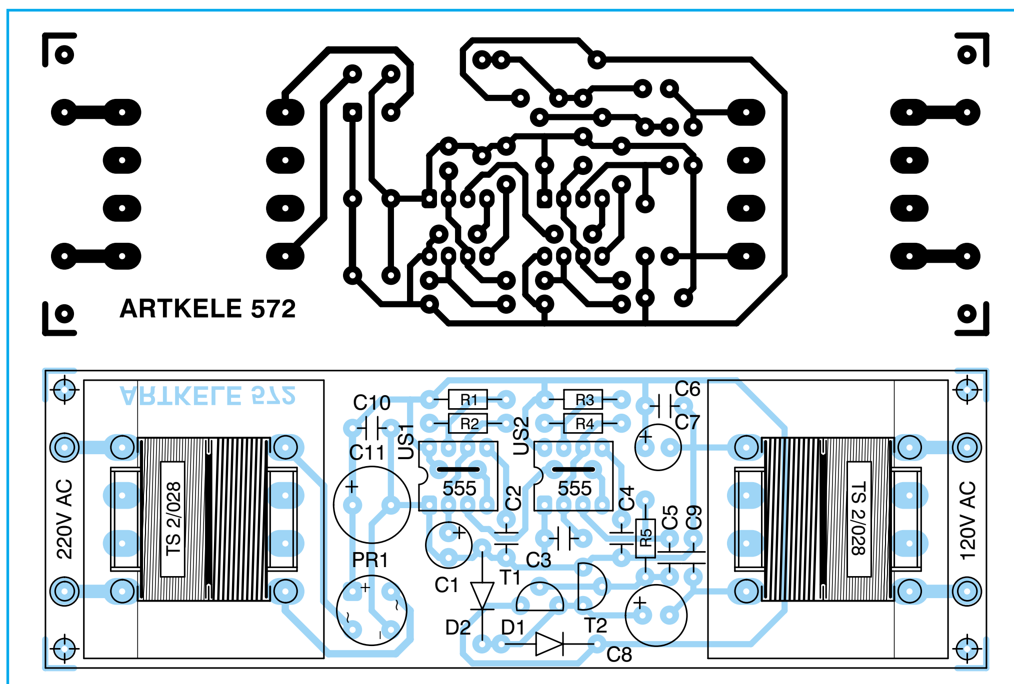
Dlatego też opracowany został układ prostej przetwornicy, która co prawda nie jest miniaturowa, ale za to składa się z ogólnie dostępnych i tanich elementów. Schemat tego układu przedstawiony został na rysunku 3.

Przetwornica składa się z generatora przebiegu prostokątnego US2 pracującego na częstotliwości ok. 440 Hz. Praca generatora jest kluczowana przez drugi generator US1 którego okres wynosi około 0,7 Hz, a wypełnienie jest zbliżone do 1/2.

Generator 400 Hz steruje stopniem przeciwsobnym w którego obciążeniu umieszczono zwykły transformator sieciowy. W chwili gdy na wyjściu generatora US2 występuje stan wysoki tranzystor T1 jest włączony (rys. 4). Prąd płynący z zasilacza przez tranzystor T1 ładuje kondensator C7 i zamyka się do masy przez uzwojenie transformatora TR2. W drugiej fazie, gdy wyjście generatora US2 jest w stanie niskim tranzystora T1 wyłącza się, a włącza się tranzystor T2. Powoduje to rozładowywanie się kondensatora C7 i płynięcie prądu przez transformator TR2 lecz w kierunku przeciwnym niż poprzednio. Dwójnik R5, C5 umieszczony w bazach T1 i T2 poprawia warunki ich włączania i wyłączania, minimalizując straty mocy w stanach przejściowych.

Dodatkowym zadaniem kondensatora C7 jest zapobieganie przepływowi prądu przez obciążenie w czasie gdy generator US2 jest wyłączony.

Ze względu na to, że stopień przeciwsobny T1 i T2 dostarcza prądu do obciążenia o charakterze indukcyjnym niezbędne było zastosowanie odpowiednich zabezpieczeń przed przepięciami. Rolę tą spełniają diody D1 i D2, oraz kondensator C8. Diody są typu Schottky'ego i nie można ich zastąpić zwykłymi diodami prostowniczymi, które są zbyt wolne.



Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Transformator sieciowy TR2 włączony jest do układu „odwrotnie”. Oznacza to, że uzwojenie wtórne (niskonapięciowe) połączone jest z tranzystorami T1 i T2. Dzięki temu na wyjściu otrzymuje się napięcie wysokie. Ponieważ amplituda przebiegu prostokątnego doprowadzona do wejścia transformatora TR2 jest dwukrotnie mniejsza od amplitudy napięcia otrzymywanego z transformatora zasilającego układ (TR1), na wyjściu przetwornicy (uzwojenie pierwotne TR2) otrzymuje się napięcie rzędu 100 V.

Lepszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie tu transformatora z rdzeniem ferrytowym, o mniejszych wymiarach. Wymagałoby to zakupu rdzenia i nawinięcia uzwojeń. Przyjęte rozwiązanie jest prostsze i tańsze w realizacji, a jak pokazała praktyka zwykły transformator sieciowy radzi sobie nienajgorzej przy częstotliwości 400 Hz.

Przetwornica zasilana jest napięciem niestabilizowanym dostarczanym przez prostownik PR1 współpracujący z filtrem C9 i C10. Układ pobiera prąd nie przekraczający 40 mA.

Montaż i uruchomienie

Układ przetwornicy zmontowany na płytce drukowanej nie wymaga żadnego uruchamiania. Przy montażu należy zwrócić uwagę sposób wlutowania transformatorów. Oba transformatory powinny być wlutowane uzwojeniami wtórnymi do środka płytki, tak jak pokazano to na rysunku 5.

W przetwornicy można zamontować dowolne transformatory sieciowe o mocy 2 VA, dostarczające napięcia zmiennego 8÷12 V. Oba transformatory powinny być takie same. Wtedy w każdym przypadku napięcie zmienne na wyjściu będzie miało wartość ok. 100 V. Należy zwrócić uwagę na wyprowadzenia transformatorów i ewentualnie wykonać odpowiednie przeróbki na płytce drukowanej. Płytka została zaprojektowana pod transformatory których wyjścia uzwojeń są podłączone do nóżek 1-4 – uzwojenie pierwotne i nóżek 5-8 – uzwojenie wtórne. Taki rozkład wyprowadzeń mają tyransformatory podane w wykazie elementów.

Napięcie zasilające układ, mierzone na kondensatorze C10 nie może przkraczać 15 V, gdyż jest to maksymalne napięcie zasilania układów US1 i US2.

Do połączenia wyjścia przetwornicy z folią elektroluminescencyjną należy zastosować przewody o odpowiedniej wytrzymałości napięciowej. Konieczne jest także zachowanie ostrożności, gdyż napięcie 100 V może nieźle „pokopać”, a jak wiadomo z prądem nie ma żartów.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1, US2	– LM 555
T1	– BC 337-25
T2	– BC 327-25
D1, D2	– 1N5818
PR1	– GB008 1 A/50 V
Rezystory	
R5	– 47 Ω/0,125 W
R3	– 3,3 kΩ/0,125 W
R1	– 10 kΩ/0,125 W
R4	– 33 kΩ/0,125 W
R2	– 100 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C5	– 1 nF/50 V ceramiczny
C2÷C4, C6, C10	– 47 nF/50 V ceramiczny
C9	– 100 nF/50 V ceramiczny
C1	– 10 μF/25 V
C7	– 22 μF/16 V
C8	– 100 μF/16 V
C11	– 470 μF/16 V
Inne	
TR1, TR2	– TS 2/028, TS 2/023
płytka drukowana numer 572	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 572 – 5,50 zł
+ koszty wysyłki (10 zł).

◊ *Jerzy Kusiński*

Pomiary napięć zmiennych i szerokopasmowy prostownik idealny

Podczas prac przy uruchamianiu lub kalibrowaniu różnych urządzeń elektronicznych bardzo często zachodzi potrzeba pomiaru napięcia zmiennego. Przy pomiarach tego typu powstaje wiele nieporozumień i błędów pomiarowych wynikających najczęściej z niedostatecznego opanowania trudnej sztuki pomiarowej. Pierwszym zasadniczym problemem jest mylenie wartości szczytowej i skutecznej. Napięcia sinusoidalne charakteryzują trzy najważniejsze wielkości. Jedna z nich to wartość szczytowa, czyli amplituda przebiegu. Druga wartość to napięcie skuteczne. Wartość skuteczna napięcia zmiennego o okresie T, jest to taka wartość napięcia stałego, które przyłożone do takiej samej rezystancji wydzieli w tym samym czasie T taką samą ilość ciepła co dane napięcie zmienne. Ta definicja sprawia, że najczęściej w elektronice posługujemy się pomiarem wartości skutecznej, gdyż niesie ona informację o mocy jaką można uzyskać z napięcia zmiennego. Wartość skuteczna sprawia, że wszystkie obliczenia można przeprowadzać tak samo jak dla prądu stałego. Należy jeszcze wspomnieć o wartości średniej napięcia zmiennego, która jednak jest bardzo rzadko stosowana i bez żadnej szkody można ją pominąć. Dla napięcia sinusoidalnego wartość średnia jest równa zero. Wartość skuteczną i szczytową łączy ze sobą zależność:

$$U_{sk} = \frac{U_s}{\sqrt{2}}, \quad \text{lub inaczej}$$

$$U_{sk} = 0{,}707 \cdot U_s$$

gdzie:
U_{sk} – wartość skuteczna napięcia;
U_s – wartość szczytowa napięcia.

Należy pamiętać, że związek ten jest prawdziwy tylko dla przebiegów sinusoidalnych. Dla innych kształtów napięć powyższy wzór nie ma zastosowania.

Dość często można też spotkać wartość międzyszczytową napięcia oznaczaną jako U_{ss} lub z angielska U_{pp}. Wartość międzyszczytowa to po prostu podwojona wartość szczytowa napięcia. Związki pomiędzy opisanymi powyżej wielkościami przedstawiono na rysunku 1. Zatem dla poznania całej magii związanej z napięciami zmiennymi wystarczy jeden wzór.

Jeżeli spotykamy się z podaną wartością napięcia zmiennego możemy być pewni, że w 100% mamy do czynienia z wartością skuteczną. Wartości szczytowe i międzyszczytowe są zawsze wyraźnie zaznaczane przy pomocy literek „p", „s", lub odpowiednio „pp" lub „ss". Zatem napis 220 V oznacza, że w sieci mamy napięcie o wartości skutecznej 220 V. Wartość szczytowa tego napięcia $U_p = 1{,}41 \cdot 220 = 310$ V, a war-tość międzyszczytowa $U_{pp} = 2 \cdot U_p = 620$ V – prawda, że dużo.

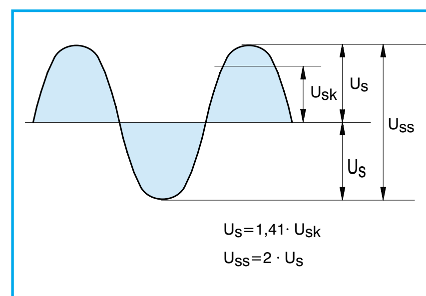
Wartość szczytowa także jest wygodna do obliczeń. Jako przykład może posłużyć zasilacz sieciowy z transformatorem. Jeżeli do transformatora o napięciu wyjściowym 10 V podłączono prostownik z filtrem, to kondensator filtru naładuje się do wartości szczytowej napięcia zmiennego. Przekształcając powyższy wzór mamy:

$$U_s = 1{,}41 \cdot U_{sk} = 1{,}41 \cdot 10\ V = 14{,}1\ V$$

Co prawda w rzeczywistym układzie otrzymaną z obliczeń wartość należy jeszcze pomniejszyć o spadek napięcia na diodzie (diodach) prostownika.

W zasadzie wszystkie mierniki napięć zmiennych skalowane są dla wartości skutecznej napięcia, mierzą jednak wartość średnią napięcia wyprostowanego. Wartość szczytową mierzy się przy pomocy oscyloskopu, lub dużo rzadziej przy pomocy specjalnego miernika wartości szczytowych. Schemat układu pozwalającego zmierzyć wartość szczytową przedstawiono na rysunku 2.

W układzie tym wzmacniacz operacyjny US1A ładuje kondensator C do wartości szczytów napięcia zmiennego doprowadzonego do wejścia. Dla dodatniej połówki napięcia wejściowego dioda D przewodzi. Napięcie na wyjściu wzmacniacza US1A jest jednak

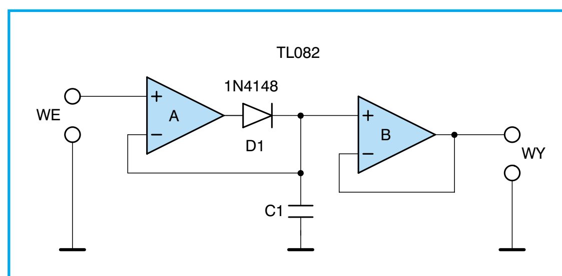


Rys. 1 Zależności pomiędzy napięciem skutecznym i szczytowym dla przebiegu sinusoidalnego

wyższe od napięcia wejściowego o wartość spadku napięcia na diodzie, tak aby napięcie doprowadzone z kondensatora C do wejścia odwracającego wzmacniacza było równe wartości maksymalnej napięcia wejściowego. Zatem dioda D przewodzi tylko przez bardzo krótki czas. W pozostałej części przebiegu dioda jest spolaryzowana w kierunku zaporowym, a napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego jest zbliżone do ujemnego napięcia zasilającego układ. Krótki czas przewodzenia diody D wymaga bardzo szybkiego wzmacniacza. Ograniczenie szybkości narastania napięcia na wyjściu wzmacniacza operacyjnego ogranicza pasmo tego układu do wartości kilku kiloherców. Układ posiada wtórnik napięciowy o dużej impedancji wejściowej zapobiegający rozładowywaniu się kondensatora C. Przed wykonaniem kolejnego pomiaru konieczne jest skasowanie napięcia na kondensatorze, co dodatkowo komplikuje sprawę. Wszystkie te mankamenty powodują, że układ pomiaru wartości szczytowej jest rzadko stosowany w miernikach.

Dużo wygodniejszym jest zastosowanie prostownika idealnego połączonego z filtrem dolnoprzepustowym. Na wyjściu takiego filtru otrzymuje się wartość średnią napięcia wyprostowanego, która jest związana z napięciem skutecznym poniższym wzorem:

$$U_{sk} = 1{,}11 \cdot U_{śr}$$



Rys. 2 Aktywny detektor wartości szczytowej napięcia

gdzie:
U_{sk} – wartość skuteczna napięcia;
$U_{śr}$ – wartość średnia napięcia wyprostowanego;
Także ten wzór jest prawdziwy tylko dla przebiegu sinusoidalnego

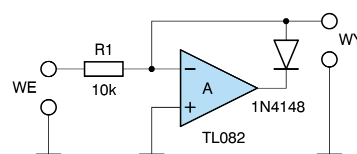
W prostownikach idealnych używany jest czasami aktywny ogranicznik napięcia (rys. 3). Dla dodatniej połówki przebiegu doprowadzonego do wejścia tego układu następuje obcinanie przebiegu. Dzieje się tak za sprawą wzmacniacza operacyjnego. Dodatnia połówka przebiegu powoduje, że napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza „robi" się dodatnie. Wzmacniacz operacyjny, którego wejście nieodwracające jest na potencjale masy będzie temu przeciwdziałał, starając się wyrównać napięcia na obu wejściach. Efektem tego jest ujemne napięcie na wyjściu wzmacniacza o takiej wartości, że dioda D jest „delikatnie" spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Dzięki temu napięcie na wyjściu jest dokładnie zerowe, wzmacniacz skompensował spadek napięcia na diodzie włączonej w kierunku przewodzenia. Charakterystyczny dla prostowników idealnych jest kształt napięcia na wyjściu wzmacniacza operacyjnego (dolny przebieg na rysunku 3).

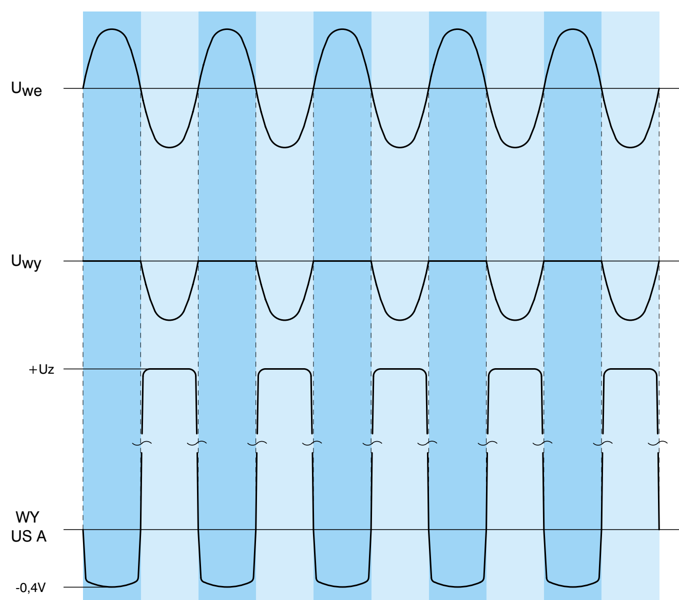
Natomiast dla ujemnej połówki przebiegu wejściowego wzmacniacz także będzie dążył do wyrównania napięcia na swoich wejściach. Spowoduje to wystawienie na wyjściu napięcia dodatniego. Niestety (a właściwie na szczęście) ta kompensacja nie przynosi żadnego skutku, gdyż dioda D jest wtedy spolaryzowania w kierunku zaporowym, napięcie wyjściowe wzmacniacza osiąga wartość dodatniego napięcia zasilania. Zatem ujemna połówka na wyjściu układu dokładnie odpowiada sygnałowi na wejściu. Dla tej fazy działania układu można traktować, układ tak jak by nie było w nim wzmacniacza.

Mankamentem tego układu jest nasycanie się wzmacniacza. Z uwagi na skończony czas narostu napięcia na wyjściu pasmo przenoszenia układu ograniczone jest w praktyce do kilkunastu kiloherców.

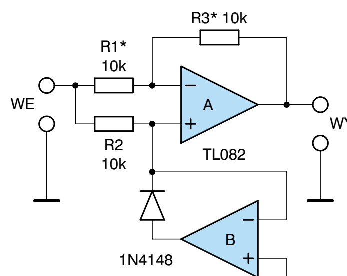
Przedstawiony układ pozwala nam na wydzielenie z przebiegu tylko połówek ujemnych. Zmieniając kierunek włączenia diody D możemy wydzielić tylko połówki dodatnie. Zasada pracy jest wtedy dokładnie taka sama.

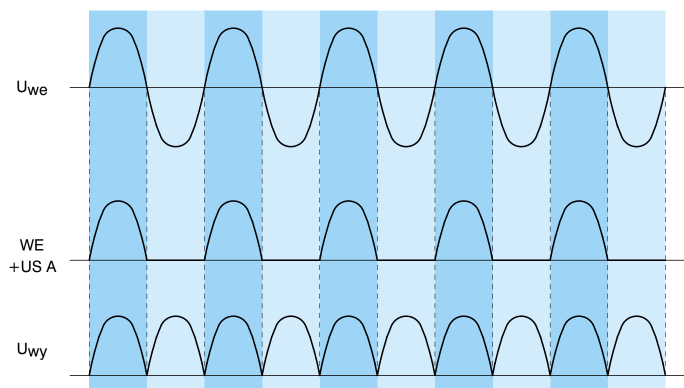
Opisany ogranicznik ma jednak kilka zalet. Główną jest to, że zachowuje





Rys. 3 Aktywny ogranicznik napięcia





Rys. 4 Prosty pełnokoresowy prostownik idealny

on liniowość dzięki wyeliminowaniu spadku napięcia na diodzie prostowniczej. Wadą jest ograniczone pasmo i dość duża rezystancja wyjściowa równa w przybliżeniu wartości rezystora R1. Dlatego w rzeczywistych układach prostownik tego typu trzeba uzupełnić wtórnikiem napięciowym.

Po uzupełnieniu układu filtrem dolnoprzepustowym otrzymuje się miernik wartości średniej napięcia wyprostowanego. Znając zależność łączącą wartość średnią napięcia sinusoidalnego z jego wartością skuteczną można na wyjściu filtru umieścić wzmacniacz o wzmocnieniu 1,11 i mamy gotowy miernik wartości skutecznej. Proszę zwrócić uwagę, że mierzona jest wartość średnia, która następnie podlega przetworzeniu zgodnie ze wzorem na wartość skuteczną. Ponieważ wzór jest prawdziwy tylko dla przebiegów sinusoidalnych pomiar napięcia odkształconego, lub impulsowego nie pozwala na odczytanie jego wartości skutecznej. W końcowej fazie przedstawiony układ uzupełniony jest filtrem i dodatkowym wzmacniaczem, co czyni go nieopłacalnym, ze względu na stopień komplikacji.

W miernictwie stosuje się z reguły prostowniki pełnookresowe. Schemat takiego prostego układu przedstawiono na rysunku 4. Układ składa się on ze wzmacniacza odwracającego o wzmocnieniu –1 (US1A, R1 i R3) i ogranicznika (US1B, R2, D), w którym dioda D jest włączona przeciwnie niż w układzie z rysunku 2. Dla dodatniej połówki napięcia na wejściu ogranicznik opisany wcześniej „przepuszcza" przebieg, zatem wejście nieodwracające wzmacniacza US1A będzie na takim samym potencjale jak wejście odwracające. Dzięki zerowej różnicy napięć na wejściach wzmacniacza US1A, zachowuje się on tak jak by go nie było w układzie. Na wyjściu pojawia się dodatnia połówka napięcia wejściowego w takiej samej formie jak była ona na wejściu układu.

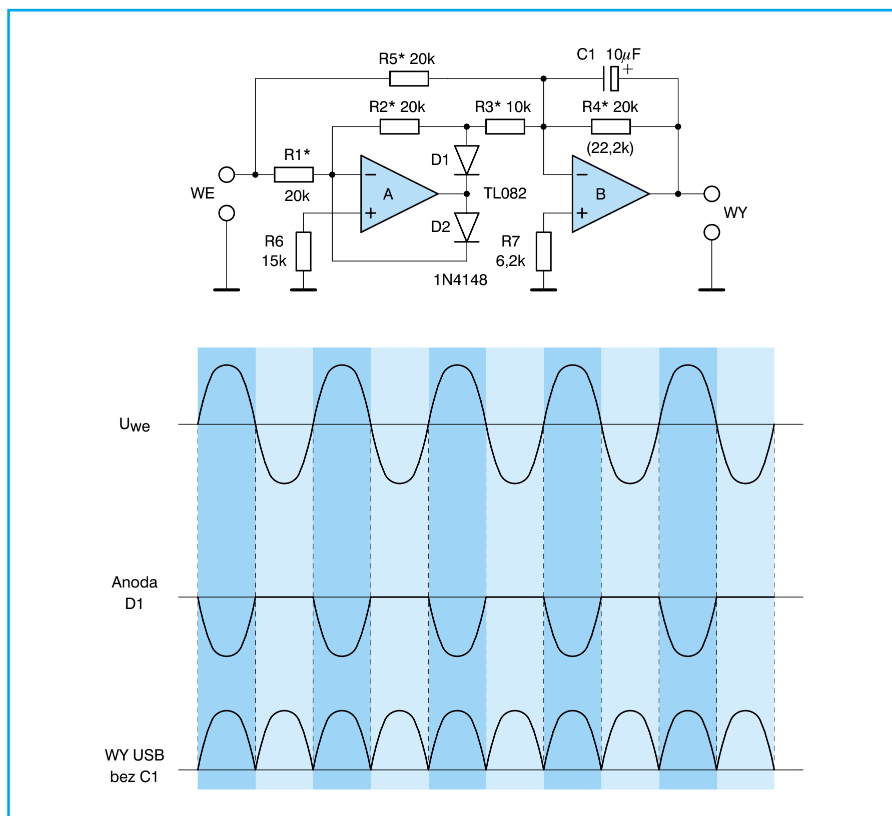
Dla ujemnej połówki ogranicznik US1B zwiera wejście nieodwracające wzmacniacza do masy, a właściwie utrzymuje je na poziomie masy. Wtedy wzmacniacz US1A pracuje jako układ odwracający o wzmocnieniu jednostkowym. Czyli na wyjściu pojawi się „odwrócona połówka ujemna napięcia wejściowego. Dla dokładnego zachowania amplitudy niezbędne jest aby rezystory R1 i R3 (oznaczone gwiazdką) miały dokładnie taką samą wartość, tylko wtedy wzmocnienie US1A jest równe jedności.

Układ ten posiada kilka istotnych mankamentów. Pierwszy mankament to nasycanie się wzmacniacza pracującego w ograniczniku, które ogranicza pasmo do kilkunastu kiloherców. Druga wada związana jest z rezystancją wejściową układu. Dla dodatniej połówki przebiegu rezystancja wejściowa jest bardzo duża (teoretycznie nieskończona), gdyż napięcie na obu wejściach US1A wtóruje napięciu na wejściu układu. Natomiast dla połówki ujemnej rezystancja wejściowa jest równa rezystancji równoległego połączenia rezystorów R1 i R2 ponieważ oba wejścia wzmacniacza US1A znajdują się na potencjale masy. Z tego względu układ musi być sterowany ze źródła o małej impedancji wyjściowej.

Zaletą układu jest prosta konstrukcja i konieczność stosowania tylko dwóch rezystorów precyzyjnych. Także ten prostownik mierzy wartość średnią napięcia wyprostowanego, po uzupełnieniu go filtrem dolnoprzepustowym i wzmacniaczem, można go wyskalować w wartościach skutecznych napięcia sinusoidalnego.

Znacznie lepsze parametry posiada układ prostownika pełnookresowego przedstawionego na rysunku 5. Składa się on z prostownika półokresowego US1A i wzmacniacza sumującego US1B. Zasada działania prostownika półokresowego jest zbliżona do działania ogranicznika. Jednakże wprowadzenie do układu drugiej diody D2 powoduje, że wzmacniacz operacyjny nie nasyca się. Daje to efekt w postaci poprawy szerokości pasma, które w tym przypadku osiąga wartość nawet 100 kHz. Dla dodatniej połówki napięcia wejściowego dioda D1 jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a dioda D2 w kierunku zaporowym. Wzmacniacz pracuje jako układ odwracający o wzmocnieniu wynikającym ze stosunku rezystorów R2 do R1. Dla ujemnej połówki polaryzacja diod jest odwrotna i wzmocnienie układu wynosi 0. Tak więc na wyjściu układu, którym jest anoda diody D1 mamy ciąg ujemnych połówek napięcia zmiennego.

Wzmacniacz US1B jest sumatorem o dwóch wejściach. Jedno z nich to lewy koniec rezystora R5 a drugie to lewy koniec rezystora R3. W układzie tym następuje sumowanie przebiegów: wejściowego i z prostownika półokresowego. Dla podanych na schemacie wartości rezystorów dodatnia połówka napięcia wejściowego jest dodawana do podwojonej ujemnej połówki z wyjścia prostownika. Efektem tego jest pojawienie się na wyjściu układu odwróconej,



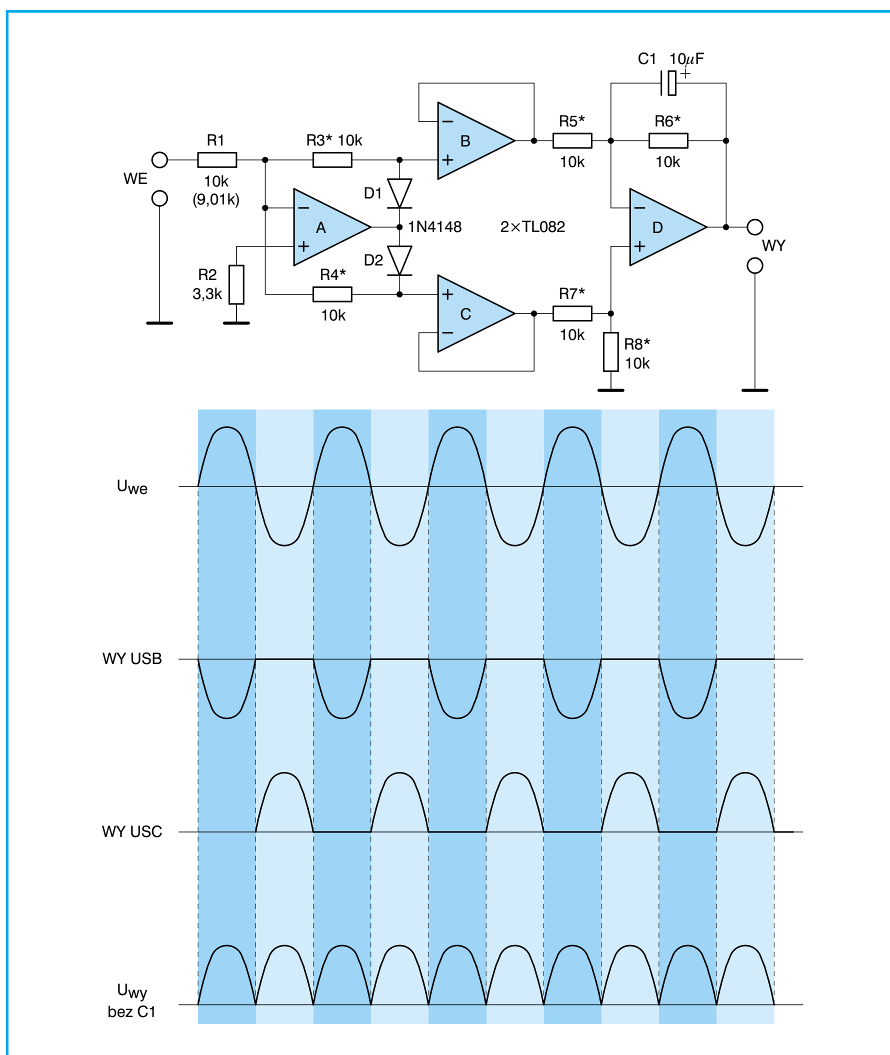
Rys. 5 Pełnookresowy prostownik idealny

czyli dodatniej połówki napięcia. Natomiast połówka ujemna z wejścia podlega tylko odwróceniu. Zatem na wyjściu układu otrzyma się przebieg wyprostowany pełnookresowo.

Jeżeli układ uzupełni się kondensatorem całkującym C1, który można umieścić w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza US1B otrzyma się miernik wartości skutecznej napięcia. Chcąc zmierzyć wartość napięcia skutecznego wystarczy sygnał wzmocnić 1,11 raza. Można to uczynić zmieniając wartość rezystora R4 na 22,2 kΩ. Taki miernik będzie pokazywał wartości skuteczne prawdziwe tylko dla napięcia sinusoidalnego.

Jak już powiedziano wcześniej pasmo tego układu ma wartość rzędu 100 kHz, co jest w zupełności wystarczające. Wszystkie rezystory oznaczone gwiazdką powinny być precyzyjne 0,1÷0,05%. W praktyce rezystor R3 o dwukrotnie mniejszej wartości można zastąpić równoległym połączeniem dwóch rezystorów 10 kΩ. Natomiast szeregowo z rezystorem R4 umieszcza się potencjometr do kalibracji. Kalibrowanie układu jest bardzo proste. Wystarczy do wejścia doprowadzić napięcie stałe +1,00 V, a przy pomocy potencjometru ustawić napięcie wyjściowe równe +1,11 V. Jeżeli wzmacniacze operacyjne posiadają zerowanie, najpierw układ należy wyzerować przy wejściu zwartym z masą. Pierwszy wzmacniacz US1A zeruję się mierząc napięcie na anodzie diody D1, a drugi mierząc napięcie na wyjściu układu. Po kalibracji warto też sprawdzić, czy po doprowadzeniu do wejścia napięcia ujemnego –1,00 V na wyjściu będzie dokładnie +1,11 V.

Jeszcze lepszy układ prostownika idealnego przedstawiono na rysunku 6. Wzmacniacz US1A pełni tu funkcję dwóch prostowników. Jedna połówka przebiegu dostępna jest na anodzie diody D1 a druga na katodzie diody D2. Dzięki temu uzyskano symetrię pracy wzmacniacza. Takie symetryczne obciążenie wyjścia wzmacniacza poprawia stabilność i dokładność prostowania napięcia. Istotne jest tylko aby rezystory R3 i R4 miały identyczną wartość. Obie połówki przebiegu dodawane są we wzmacniaczu różnicowym US1D. Ze względu na to, że wzmacniacz różnicowy posiada różne impedancje dla wejścia odwracającego i nieodwracającego konieczne było zastosowanie wtórników napięciowych US1B i US1C. Oczywiście rezystory R5÷R8 muszą także być precyzyjne. Proszę zwrócić uwagę, że wszystkie rezystory w układzie mają identyczną wartość. Nie musi to być dokładnie 10 kΩ lecz wystarczy wartość zbliżona z przedziału 5÷33 kΩ.



Rys. 6 Wysokiej jakości układ prostownika idealnego

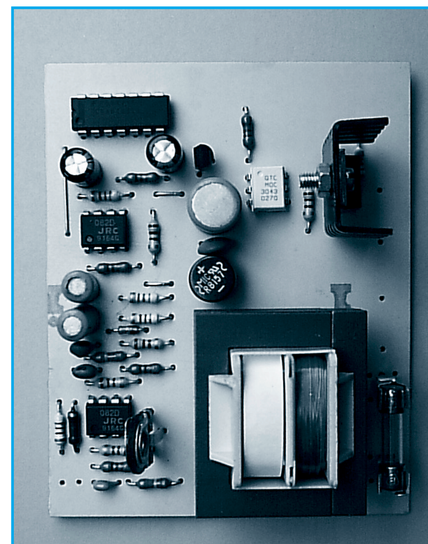
Tak samo jak poprzednio układ po uzupełnieniu go kondensatorem C1 zamienia się w miernik wartości średniej. Chcąc go wyskalować w wartościach skutecznych sinusa wystarczy tylko wzmocnić sygnał 1,11 raza. Także tu jest to proste wystarczy zmniejszyć wartość rezystora R1 do 9,01 kΩ i problem z głowy. Praktycznie rezystor R12 zastępuje szeregowo połączonymi rezystorem i potencjometrem umożliwiającym kalibrację. Procedura kalibracji jest taka sama jak opisana dla prostownika z rysunku 5.

Pasmo prostownika osiąga 100 kHz. Stosując rezystory o tolerancji 0,2% i kondensator tantalowy. Można osiągnąć dokładność pomiaru na poziomie 0,5% w paśmie częstotliwości 20 Hz÷20 kHz i 1÷2% w paśmie 20÷100 kHz.

Prostownik ten idealnie nadaje się do pomiarów w elektroakustyce. Należy pamiętać, że popularne mierniki cyfrowe mają pasmo pomiaru napięć zmiennych nie przekraczające kilkuset herców, czasami kilku kiloherców.

◊ *mgr inż. Dariusz Cichoński*

Włącznik dźwiękowy



Zdalne sterowanie ma dość długą historię. Pierwsze „piloty" zdalnego sterowania posiadały przewód łączący je z urządzeniem sterowanym. Tego typu rozwiązania można spotkać nawet dziś na budowach lub w zakładach przemysłowych, co wcale nie świadczy o zacofaniu technologicznym tych urządzeń. Drugim etapem „pilotyzacji" sprzętu, już bezprzewodowym było sterowanie przy pomocy ultradźwięków. „Piloty" ultradźwiękowe wydawały charakterystyczny cichy stukot wynikający z przesyłanych z częstotliwością akustyczną paczek impulsów ultradźwiękowych. Kolejnym etapem rozwoju technik było zastosowanie w pilotach podczerwieni, które króluje do dziś. Artykuł cofa nas nieco w czasie do ery sterowania akustycznego. Wielka zaletą układu jest to że nie trzeba budować „pilota", mogą nim być nasze usta. Wystarczy tylko zbudować dość prosty odbiornik.

Zdalne sterowanie sprzętem powszechnego użytku tak naprawdę zaczęło się z chwilą wprowadzenia na przełomie lat sześćdziesiątych i siedemdziesiątych ubiegłego wieku (jak to staro brzmi) pilotów ultradźwiękowych. W systemach tych jako nośnik informacji wykorzystano akustyczną falę ultradźwiękową. Urządzenia te były oparte na zasadzie pracy wieloczęstotliwościowej, co oznacza, że każdemu rozkazowi była przyporządkowana określona częstotliwość fali. Układy pilotów ultradźwiękowych pracowały na częstotliwościach z zakresu 30÷40 kHz.

W końcu lat siedemdziesiątych na naszym rynku pojawiły się produkowane na Dalekim Wschodzie akustyczne breloczki do kluczy, reagujące na gwizdanie. Było to bardzo wygodne urządzenie. Gdy klucze zapodziały się gdzieś, wystarczyło tylko zagwizdać a breloczek odpowiadał „ćwierkaniem", co pozwalało zorientować się gdzie te nieszczęsne klucze leżą.

Innym przykładem zastosowania fal dźwiękowych był bodajże francuski film także z tamtych lat. W jednej ze scen główny bohater wielokrotnie policzkuje towarzyszącą mu partnerkę. W rytm suchych odgłosów uderzeń w pokoju zapala się i gaśnie światło. Był to niezamierzony efekt działania akustycznego włącznika światła.

Wszystkie opisane powyżej urządzenia działały bez modulacji fali akustycznej. W pierwszym z nich informacja była przekazywana za pośrednictwem częstotliwości, innej dla każdego z kanałów. W drugim i trzecim urządzeniu odbierano tylko głośność sygnału o określonej częstotliwości.

Nieco inaczej wygląda kodowanie informacji w pilotach wykorzystujących podczerwień. Stosowana tu jest podwójna modulacja. Falą nośną jest wiązka światła podczerwonego zmodulowanego przebiegiem o częstotliwości 30÷40 kHz. Z kolei ten przebieg podlega modulacji impulsowej, która niesie informację użyteczną. Proszę zwrócić uwagę, że w przypadku sygnałów radiowych i telewizyjnych występuje jedna modulacja elektromagnetycznej fali nośnej, na którą nałożona jest przekazywana informacja. Przy stacjach radiowych UKF elektromagnetyczna fala nośna ma częstotliwość z przedziału 88÷108 MHz, która jest bezpośrednio modulowana sygnałem akustycznym.

Światło podczerwone jest także falą elektromagnetyczną, którą niestety jest bardzo ciężko wzmocnić. W odbiorniku podczerwieni stosowane są elementy reagujące na światło podczerwone – półprzewodnikowe diody odbiorcze. Układy odbiorcze nie wzmacniają samej fali nośnej (czyli światła). Wzmocnieniu ulega tylko sama fala modulująca nałożona na strumień światła o częstotliwości 30÷40 kHz, z której poprzez detekcję otrzymuje się informację użyteczną. Jako ciekawostkę można podać fakt, że do wzmacniania samej wiązki świetlnej stosowane są fotopowielacze, ale to już odrębna historia.

W opisywanym urządzeniu do włączania światła wykorzystano fale akustyczną. Urządzenie stanowi mieszankę opisanego breloczka i włącznika reagującego na klaskanie. Układ co prawda nie odpowiada dźwiękowo na gwizdanie, ale za to zapala i gasi światło. Reakcję na gwizd wybrano ze względu na dużą odporność na akustyczne sygnały zakłócające. Drugim czynnikiem przemawiającym za takim rozwiązaniem była łatwość w realizacji układu elektronicznego.

Dlaczego gwizdanie? Odpowiedź jest prosta po obejrzeniu sygnału gwizdania na ekranie oscyloskopu. Okazuje się, że jest to prawie idealna sinusoida. Oznacza to, iż prawie cała energia akustyczna sygnału skupiona jest na jednej częstotliwości. Natomiast inne dźwięki: hałasy, głośna rozmowa posiadają znacznie szersze widmo sygnału. Mimo, że jakiś dźwięk wydaje się głośny „wycięta" część widma tego sygnału z reguły nie posiada zbyt dużej amplitudy. Dzięki temu faktowi na wejściu układu wystarczy zbudować odpowiednio selektywny filtr pasmowy, który będzie wyłapywał gwizdanie które powinno mieć odpowiednią częstotliwość. Pozostałe zaś dźwięki będą skutecznie tłumione.

Jako częstotliwość na którą reaguje układ wybrano tu 800 Hz. Jest to ton leżący nieco poniżej głównego widma mowy ludzkiej, czyli przypadająca na tą częstotliwość energia jest stosunkowo mała. Ten ton także jest łatwo zagwizdać. Dla osób mających problemy z gwizdaniem (nie ma potrzeby gwizdania na palcach) podano kilka wariantów filtru pasmowego.

Opis układu

Na wejściu włącznika akustycznego znajduje się tani mikrofon pojemnościowy zintegrowany ze wzmacniaczem. Większość tego typu mikrofonów cha-

rakteryzuje się czułością ok. 10 mV/Pa i pasmem częstotliwości 100 Hz do 10 kHz. Dlatego też za mikrofonem umieszczono wzmacniacz operacyjny US1A. Wzmocnienie wzmacniacza może być regulowane przy pomocy potencjometru w zakresie od 5 V/V do 47 V/V.

Za wzmacniaczem znajduje się aktywny filtr pasmowy. Zrealizowano go na wzmacniaczu operacyjnym US1B. Jest to filtr kwadratowy, który charakteryzuje się dużą dobrocią (selektywnością) i stabilnością. Charakterystyka filtru jest symetryczna względem częstotliwości środkowej (rys. 2). Filtry tego typu, w których zastosowano pojedynczy wzmacniacz operacyjny nie wymagają elementów o małej tolerancji pod warunkiem, że dobroć i wzmocnienie dla częstotliwości środkowej nie przekraczają wartości: Q – 10 i Au – 10 V/V. Tak też postąpiono w opisywanym filtrze. Jeszcze jedną zaletą filtru kwadratowego jest to, że stosuje się w nim dwa identyczne kondensatory.

Jak już wcześniej wspomniano osoby które mają trudności z gwizdaniem mogą wykonać filtr o innej częstotliwości środkowej. Wartości elementów dla różnych wersji filtru podano w Tabeli 1.

Tabela 1 – Wartości elementów filtru pasmowego dla różnych częstotliwości środkowych, Au=20 dB, Q=10

Częstotliwość	R6	R5	R7	C2, C3
[Hz]	[kΩ]	[Ω]	[kΩ]	[nF]
700	4,7	240	100	47
800	4,3	220	82	47
900	3,6	200	75	47
1000	3,3	180	68	47
1100	3,0	160	62	47
1200	3,9	200	82	33
1300	3,6	200	75	33
1400	3,3	180	68	33

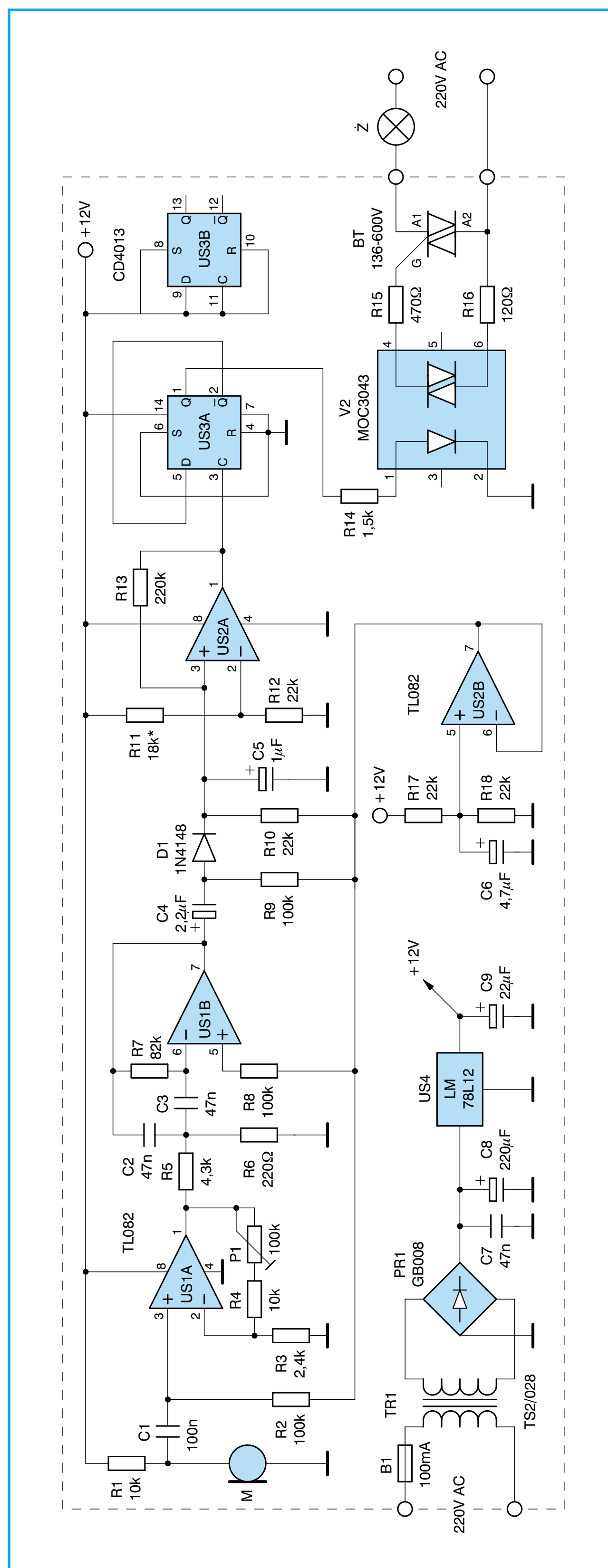
Oba wzmacniacze operacyjne US1A i US1B polaryzowane są przez rezystory R2 i R8 z pomocniczego źródła napięcia o wartości równej połowie napięcia zasilania. Rozwiązanie takie upraszcza zasilacz sieciowy, nie jest jednak polecane w układach o wysokiej czułości i dokładności. Włącznik dźwiękowy na szczęście nie należy do tej kategorii i można stosować w nim pojedyncze napięcie zasilające.

Wzmocniony i wydzieliny przez filtr sygnał który odebrał mikrofon doprowadzony jest do prostownika półokresowego składającego się z diody D1 i kondensatora C5. Bez sygnału wejściowego na kondensatorze C5 występuje napięcie równe połowie napięcia zasilającego. Jest ono doprowadzane przez rezystor R10. Przy obecności sygnału na wejściu włącznika akustycznego na kondensatorze C5 pojawia się napięcie proporcjonalne do amplitudy sygnału wejściowego.

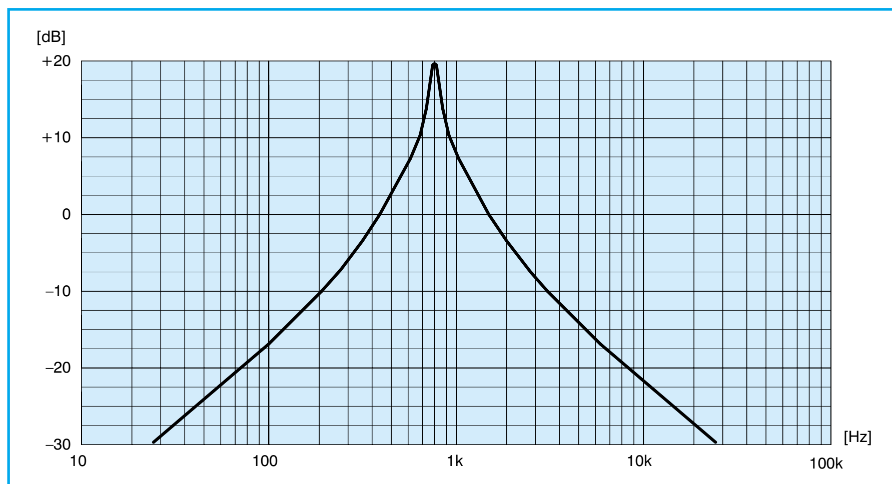
Za prostownikiem umieszczono komparator US2A. Do wejścia nieodwracającego komparatora doprowadzono napięcie referencyjne z dzielnika R11, R12, nieco większe od połowy napięcia zasilającego. Natomiast do wejścia nieodwracającego doprowadzone zostało napięcie z prostownika. Przy braku sygnału na wejściu wyjście komparatora US2A jest w stanie niskim. Gdy na wejściu pojawi się sygnał o odpowiednio dużej amplitudzie komparator zmienia stan na przeciwny.

Narastające zbocze sygnału na wyjściu komparatora powoduje zmianę stanu przerzutnika typu D US3A. Przerzutnik ten pracuje w układzie dzielnika przez dwa. Tak że każde kolejne dodatnie zbocze z wyjścia komparatora zmienia stan przerzutnika na przeciwny. Drugi przerzutnik D zawarty w układzie US3B nie jest wykorzystywany. Jego wszystkie wejścia są połączone z plusem zasilania, co zapobiega fałszywym przerzutom.

Wyjście Q przerzutnika D US3A steruje bezpośrednio diodą LED znajdującą się w optotriaku. Zapalenie się diody powoduje wyzwolenie optotriaka co z kolei pociąga za sobą włączenie triaka Ty1, który zapala żarówkę. Optotriak zapew-



Rys. 1 Schemat ideowy akustycznego włącznika oświetlenia



Rys. 2 Charakterystyka kwadratowego filtru pasmowego o dobroci Q=10 i wzmocnieniu częstotliwości środkowej 10 V/V

nia konieczną w takich przypadkach separację galwaniczną pomiędzy układem elektronicznym włącznika a obwodem triaka który znajduje się pod pełnym napięciem sieci energetycznej 220 V.

Na rysunku 3 zamieszczono przebiegi w punktach układu (**Uwaga!** Na rysunku dla poprawy czytelności nie zachowano skali amplitud). Na dwóch górnych przebiegach widać bliżej nieokreślone paczki sygnału akustycznego. Umówmy się, że jest to dość nieudolne gwizdanie (dwie skrajne paczki) i przypadkowy sygnał zakłócający (środkowa paczka). Na trzecim przebiegu pokazano sygnał na wyjściu filtru pasmowego. Z sygnału wejściowego dzięki filtrowi została wyodrębniona tylko jedna częstotliwość 800 Hz. Dlatego też amplituda paczki środkowej jest mniejsza niż amplituda paczek skrajnych, które zawierają znacznie więcej czystego tonu 800 Hz.

Na wyjściu prostownika otrzymuje się sygnał o wartości zależnej od amplitudy przebiegów z filtra. Skrajne paczki powodują zmianę stanu komparatora US2A, co w konsekwencji pociąga za sobą zmianę stanu przerzutnika US3A. Efektem końcowym jest włączenie optotriaka i zapalenie żarówki. Przy następnym gwizdnięciu (skrajna prawa paczka) następuje zgaszenie żarówki.

Zastosowanie optotriaka włączanego w zerze napięcia sieci podyktowane jest dwoma czynnikami. Pierwszy z nich to minimalizacja zakłóceń wnoszonych przez triak. Przypadkowe w stosunku do przebiegu napięcia w sieci włączenie szybkiego triaka spowoduje gwałtowny narost prądu płynącego przez zimną żarówkę i powstanie zakłócenia elektromagnetycznego. Optotriak włączany w zerze napięcia sieci automatycznie zapewnia synchronizację włączania żarówki z siecią. Żarówka zapala się gdy napięcie w sieci nie przekracza wartości 20 V.

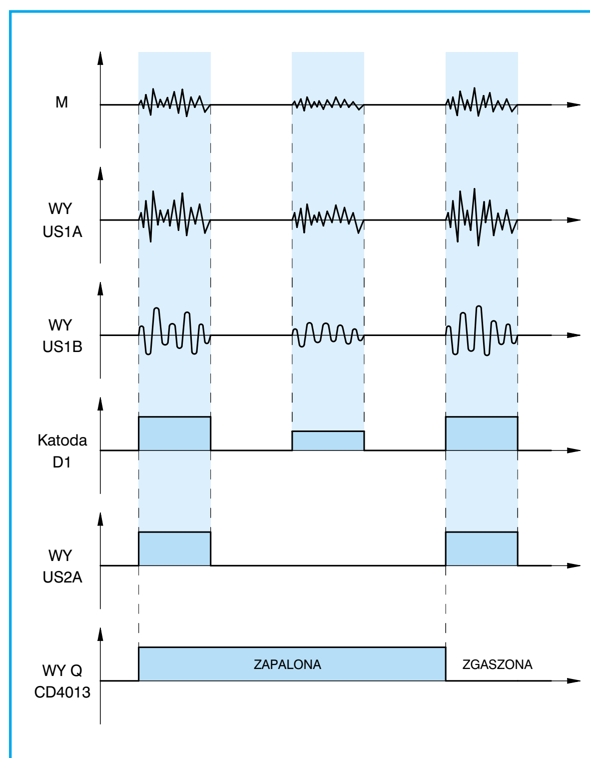
Drugim czynnikiem przemawiającym za stosowaniem optotriaka włączanego w zerze jest ochrona triaka przed przeciążeniami spowodowanymi udarem prądowym w momencie włączania żarówki. Zwykła żarówka o mocy 100 W posiada rezystancję ok. 480 Ω, przy której płynie prąd 0,45 A. Jest to rezystancja gorącego włókna w czasie gdy żarówka świeci się. Jako, że żarówka jest elementem nieliniowym jej rezystancja przy zimnym włóknie jest znacznie mniejsza i wynosi około 40 Ω. Zatem w pierwszej chwili po włączeniu przez żarówkę popłynie niebagatelny prąd około 5,5 A. Co prawda triak jest w stanie bez problemu wytrzymać taką wielkość prądu, ale na pewno skraca to jego żywotność.

Do zasilania układu elektronicznego zastosowano miniaturowy stabilizator US4 dostarczający napięcia +12 V. Pomocnicze napięcie o wartości +6 V wytwarzane jest w dzielniku aktywnym ze wzmacniaczem operacyjnym US2B. Wzmacniacz ten pracuje w układzie wtórnika napięciowego. Na jego wyjściu otrzymuje się zatem napięcie identyczne z napięciem wejściowym zadanym przez dzielnik R17, R18.

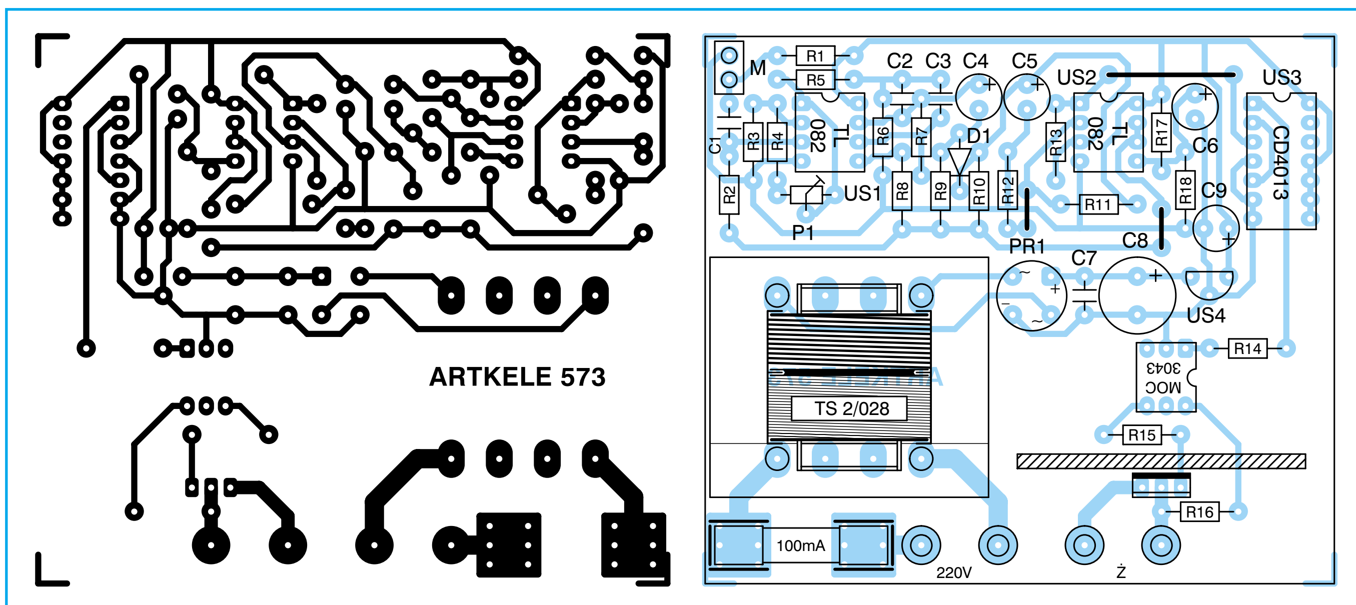
Montaż i uruchomienie

Układ wraz z transformatorem sieciowym mieści się na płytce drukowanej. Ze względu na to, że do płytki doprowadzone zostało napięcie sieci należy szczególnie starannie zamontować elementy pracujące pod napięciem 220 V. Triak Ty1 można wyposażyć w niewielki radiator wykonany z blaszki aluminiowej. W takim przypadku wskazane jest nasunąć na nóżki triaka rurkę izolacyjną aby, żadna z nóżek nie mogła zetknąć się z radiatorem. Jeżeli obciążeniem włącznika będzie żarówka o mocy nie przekraczającej 100 W radiator jest zbędny.

Po zamontowaniu wszystkich elementów koniecznie należy sprawdzić poprawność montażu i jakość lutów. Następnie pozostaje włączenie urządzenia do sieci. Pierwszą czynnością kontrolną jest pomiar napięcia zasilającego, które powinno wynosić +12 V. Następnie można zmierzyć napięcie stałe na wyjściach wszystkich wzmacniaczy operacyjnych. Wartość tego napięcia +6 V. Teraz można już sprawdzić, czy układ zapala światło przy gwizdnięciu. Na początku pewną trudność może sprawić dobór tonu jaki jest niezbędny do zadziałania włącznika. Czułość ustawia się eksperyby-



Rys. 3 Przebiegi w punktach układu



Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

mentalnie przy pomocy potencjometru P1. Jeżeli okaże się, że czułość jest niezadowalająca można zmienić (zwiększyć do 20 kΩ) wartość rezystora R11.

Podczas eksperymentów z włącznikiem zalecam zachowanie szczególnej ostrożności jako, że fragmenty układu pracują pod pełnym napięciem sieci.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1, US2	– TL 082
US3	– CD 4013
US4	– LM 78L12
V2	– MOC 3043
Ty1	– BT 136-600
PR1	– GB 008 1 A/100 V
D1	– 1N4148
Rezystory	
R6	– 220 Ω/0,125 W
R16	– 120 Ω/0,125 W
R15	– 470 Ω/0,125 W
R14	– 1,5 kΩ/0,125 W
R3	– 2,4 kΩ/0,125 W
R5	– 4,3 kΩ/0,125 W
R1, R4	– 10 kΩ/0,125 W
R11*	– 18 kΩ/0,125 W
R10, R12, R17, R18	– 22 kΩ/0,125 W
R7	– 82 kΩ/0,125 W
R2, R8, R9	– 100 kΩ/0,125 W
R13	– 220 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C2, C3	– 47 nF/63 V MKSE-20
C7	– 47 nF/50 V ceramiczny
C1	– 100 nF/63 V MKSE-20
C5	– 1 μF/50 V
C4	– 2,2 μF/50 V
C6	– 4,7 μF/50 V
C9	– 22 μF/25 V
C8	– 220 μF/16 V
Inne	
M1	– mikrofon piezoelektryczny
B1	– WTAT 100 mA/250 V
TR1	– TS 2/028
płytka drukowana numer 573	

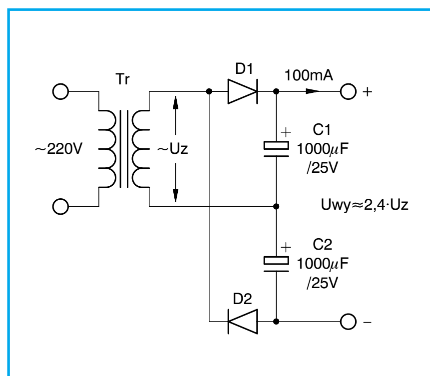
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 573 - 6,20 zł + koszty wysyłki (10 zł).

◊ ***Michał Tomaszek***

Pomysły układowe
powielacze napięcia w układach z transformatorem sieciowym

Transformatory sieciowe są stałą bolączką elektroników. Najczęściej w sklepie nie możemy kupić transformatora który akurat jest nam potrzebny. Kiedyś przy powszechnym braku wszelkich podzespołów elektronicznych transformatory sieciowe nawijało się samemu. Jest to zajęcie trudne i pracochłonne. Przy niestarannym wykonaniu izolacji niesie ponadto ryzyko przebicia i porażenia użytkownika. W niektórych przypadkach jest jednak wyjście z tej kłopotliwej sytuacji. Z pomocą pospieszą nam układy powielaczy napięcia. Układów takich jest dość dużo nie wszystkie jednak nadają się do zasilania urządzeń elektronicznych. Poniżej zaprezentowano trzy tego typu rozwiązania, które co prawda mają swoje ograniczenia, ale można je z powodzeniem stosować gdy nie dysponujemy transformatorem o żądanych parametrach, przede wszystkim napięciowych.

Pierwszy układ przedstawiony na rysunku 1 jest klasycznym podwajaczem napięcia nazywanym mostkiem Delona (nie mylić nazwiska z francuskim aktorem). Oba prostownik w mostku pracują w układzie półokresowym. Dla dodatniej połówki napięcia na uzwojeniu wtórnym transformatora przewodzi dioda D1 ładując w tym czasie kondensator C1. Gdy połówka napięcia zmieni się na ujemną zaczyna przewodzić dioda D2 zapewniając tym samym ładowanie kondensatora C2. Napięcie wyjściowe tego zasilacza jest sumą napięć na obu kondensatorach jest ono zatem wyższe dwukrotnie od napięcia z pojedynczego prostownika. Wartość napięcia wyjściowego w przybliżeniu wynosi 2,3·Uz, gdzie Uz to skuteczna wartość napięcia zmiennego na wyjściu transformatora sieciowego. Tego typu układ można stosować z powodzeniem przy prądach rzędu nawet 0,5 A.



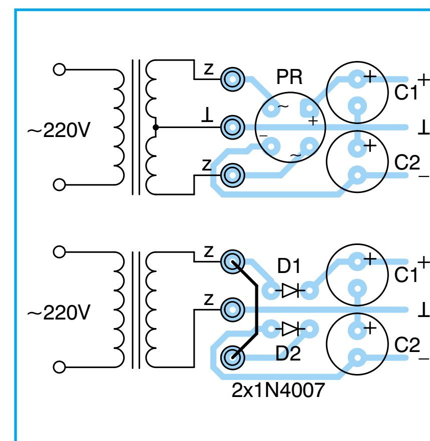
Rys. 1 Schemat półokresowego podwajacza napięcia z mostkiem Delona

Wyższe napięcie jest okupione wyższą rezystancją wewnętrzną zasilacza i większymi tętnieniami. Chcąc uzyskać zbliżone parametry do układu prostownika pełnookresowego dostarczającego podobne napięcie przy takim samym prądzie pobieranym z zasilacza należy zwiększyć wartość pojemności kondensatorów czterokrotnie. Niestety takie rozwiązanie podnosi nieco cenę układu ale i tak jest opłacalne. Stosując kondensatory o pojemności 1000 μF przy prądzie wyjściowym 100 mA otrzymamy tętnienia ok. 1,5 V_{pp}. Zwiększając prąd wyjściowy do 0,5 A i wartość pojemności do 6.800 μF uda się utrzymać tętnienia na zbliżonym poziomie. Przy prądzie obciążenia 0,5 A napięcie wyjściowe spadnie o ok. 10% w stosunku do napięcia przy prądzie 100 mA.

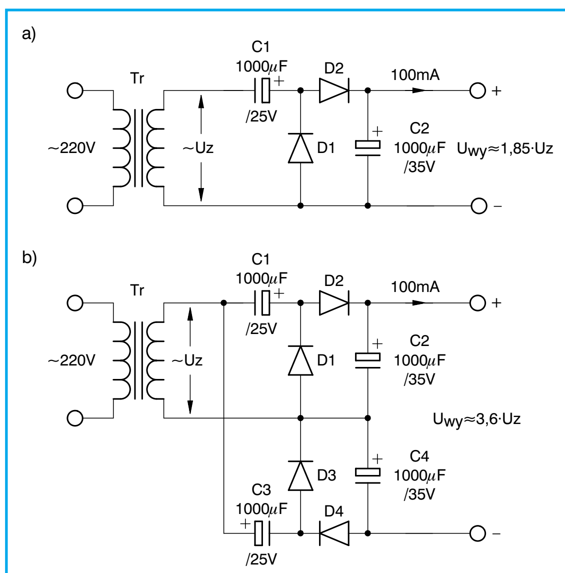
Układ ten nadaje się również do wytwarzania napięcia symetrycznego przy wykorzystaniu transformatora bez odczepu. Wyjścia „+"„–" zasilacza pozostają bez zmian, a punkt wspólny połączenia kondensatorów łączy się z masą układu. Na rysunku 2 przedstawiono sposób w jaki można przerobić płytkę drukowaną zasilacza symetrycznego pierwotnie współpracującego z transformatorem z odczepem dzięki czemu układ będzie współpracował z transformatorem bez odczepu. W układzie tym mostek prostowniczy zostaje zastąpiony dwoma diodami D1 i D2. Oprócz tego na płytce trzeba wykonać jedną zworkę, a uzwojenie transformatora połączyć do dwóch zacisków wejściowych. W tym rozwiązaniu chcąc otrzymać podobne tętnienia jak w układzie z prostownikiem Graetz'a należy zwiększyć wartość pojemności kondensatorów dwukrotnie.

Podwajanie napięcia można uzyskać też w układzie zmodyfikowanego mostka Delona. schemat tego rozwiązania przedstawiono na rysunku 3a. Układ ten zapewnia przy kondensatorach o pojemności 1000 μF napięcie tętnień na poziomie ok. 2 V_{pp}, przy prądzie pobieranym przez obciążenie ok. 100 mA. Zwiększenie pojemności kondensatorów do 2200 μF zmniejsza tętnienia do ok. 1 V_{pp} przy tej samej wartości prądu. Napięcie wyjściowe ma wartość ok. 1,85·Uz, gdzie Uz to skuteczna wartość napięcia zmiennego na wyjściu transformatora. Dwukrotne zwiększenie pobieranego prądu powoduje mniej więcej dwukrotny wzrost tętnień i obniżenie napięcia o ok. 20%.

Działanie mostka Delona odbywa się w dwóch etapach, oddzielnych dla każdej z połówek napięcia wyjściowego z transformatora. Efektem końcowym jest jeden cykl przypadający na jeden okres napięcia zmiennego. Zatem układy te można traktować jako prostowniki półokresowe, czyli na ich wyjściu napięcie tętnień będzie miało wartość 50 Hz. W pierwszym etapie, dla ujemnej połówki napięcia zasilającego mostek przez diodę D1 ładowany jest kondensator C1. Naładowuje się on do szczytowej wartości napięcia wyjściowego transformatora. W czasie ładowania C1 dioda D2 jest spolaryzowana w kierunku zaporowym. Podczas drugiej, dodatniej połówki napięcia dioda D1 zostaje spolaryzowana w kierunku zaporowym, na napięcie na kondensatorze C1 połączone szeregowo z napięciem na wyjściu transformatora ładuje przez diodę D2 kondensator C2. Tak więc wartość napięcia na C2 będzie dwukrotnie większa od napięcia wejściowego. Następnie cały cykl powtarza się. W miarę wzrostu



Rys. 2 Sposób przeróbki płytki drukowanej zasilacza napięć symetrycznych pozwalający na zasilanie z transformatora bez odczepu



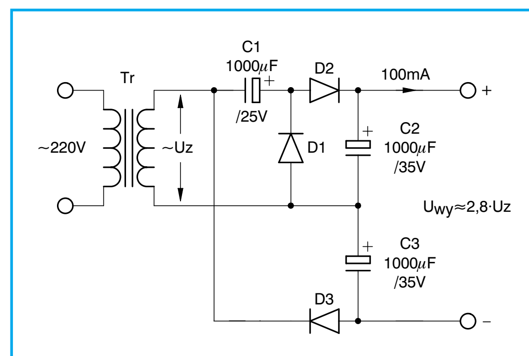
Rys. 3 a) podwajacz, b) poczwórny powielacz napięcia

prądu pobieranego przez obciążenie coraz trudniej jest naładować kondensator C2, gdyż część ładunku zgromadzonego w tym kondensatorze jest od razu przekazywana do obciążenia. Zwiększanie pojemności kondensatora C1 niestety zbytnio nie pomaga. Zwiększenie pojemności kondensatora C2 wpływa na zmniejszenie tętnień. W praktyce stosuje się oba kondensatory o tej samej wartości pojemności.

Łącząc ze sobą dwa takie mostki otrzymuje się układ czterokrotnego zwielokrotnienia napięcia (rys. 3b). Górny z mostków Delona wytwarza napięcie dodatnie, a dolny ujemne. Niestety układ ten nie zapewnia zadowalających parametrów przy większych obciążeniach. Sensowne jest stosowanie go przy prądach nie przekraczających 100 mA. W takim przypadku stosując kondensatory o pojemności 2200 μF otrzymuje się efektywne napięcie równe 3,6·Uz przy tętnieniach rzędu 2 V_{pp}.

Oczywiście układ z rysunku 3b może posłużyć jako zasilacz napięcia symetrycznego. W takim przypadku punkt połączenia kondensatorów C2 i C3 łączy się z masą. Napięcie wyjściowe wynosi wtedy ±1,8·Uz. Z każdego z biegunów zasilacza można pobierać prąd nie przekraczający 100 mA.

Tworząc kombinację zmodyfikowanego mostka Delona z prostownikiem jednopołówkowym otrzymamy potrajacz napięcia (rys. 4). Podobnie jak poprzednio układ ten nadaje się do zasilaczy których prąd wyjściowy nie przekracza 100 mA. Stosując kondensatory o pojemności 1000 μF otrzymuje się tętnienia ok. 2 V przy prądzie obciążenia 100 mA. Wartość napięcia wyjściowego przy tym



Rys. 4 Potrajacz napięcia w układzie ze zmodyfikowanym mostkiem Delona

rozwiązaniu wynosi 2,8 Uz, gdzie Uz to napięcie wyjściowe transformatora.

Wszystkie układy z mostkiem Delona pracują w układzie półokresowym, co sprawia, że ich parametry nie są najlepsze. Warto wspomnieć, że zwiększanie pojemności kondensatorów elektrolitycznych w mostkach Delona powyżej wartości 2200 μF mija się z celem. Uzyskuje się wtedy co prawda zmniejszenie napięcia tętnień, lecz nie powoduje to wzrostu wartości napięcia przy wzroście prądu obciążenia. Spadek napięcia w funkcji prądu wyjściowego podyktowany jest dużą wartością rezystancji wewnętrznej układu mostka, na co składa się kilka czynników takich jak: rezystancja wewnętrzna transformatora, rezystancja wewnętrzna diod zastosowanych w mostku i rezystancja dynamiczna kondensatorów. Wszystkie te czynniki sprawiają, że opłacalnym jest stosowanie powielaczy przy prądach 100 mA. W niektórych przypadkach można jeszcze pokusić się o stosowanie tych układów do prądów 200 mA, ale dalej nie ma to już najmniejszego sensu.

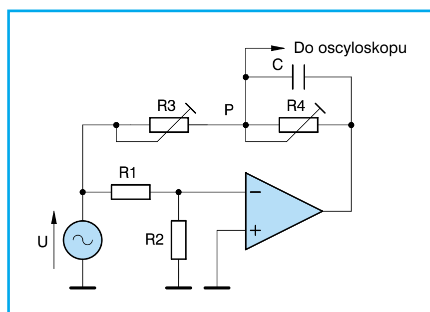
Mimo tych wad powielacze mogą okazać się przydatne w wielu urządzeniach małej mocy, dając wystarczające pole manewru hobbystom. Duża zaletą powielaczy jest także ich prostota, niezawodność i stosunkowo niska cena elementów.

Na sam koniec jeszcze jedna bardzo istotna uwaga. Napięcia wyjściowe które podano w artykule odnoszą się do średnich wartości napięć przy obciążeniu układów prądem ok. 100 mA. Przy braku prądu na wyjściu napięcie wyjściowe jest wyższe i wynosi k·1,41·Uz, gdzie „k" rząd powielania (2, 3, 4) a Uz napięcie wyjściowe transformatora bez obciążenia.

◊ *Ryszard Głowacki*

Pomiar wzmocnienia i częstotliwości granicznej wzmacniaczy operacyjnych

Do podstawowych parametrów wzmacniacza operacyjnego, wyznaczonych na drodze pomiarowej, zaliczyć można: współczynnik stałoprądowego wzmocnienia k_0 wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego oraz 3 dB częstotliwość graniczną f_0. Wartości te stanowią podstawowe parametry opisujące model matematyczny wzmacniacza, wykorzystywany w dalszej analizie obwodu w którego skład dany wzmacniacz wchodzi. Jednakże pomiar wartości k_0 nie jest sprawą prostą, gdyż wzmocnienie wzmacniacza w układzie z otwartą pętlą może sięgać wartości 10^7. Pomiar wzmocnienia przy prądzie stałym nie wchodzi w rachubę, ponieważ dryft wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza oraz zakłócenia elektromagnetyczne powodują, że napięcie na wyjściu wzmacniacza podlega tak dużym wahaniom w czasie, że jego pomiar nie jest w praktyce możliwy. Ponadto przy przyjęciu modelu inercyjnego pierwszego rzędu dla opisu właściwości dynamicznych wzmacniacza operacyjnego iloczyn wzmocnienia i 3 dB częstotliwości granicznej, zwany polem wzmocnienia wzmacniacza, pozostaje stały, bez względu na wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego. Ponieważ pole wzmocnienia typowego wzmacniacza wynosi około 1 MHz wówczas dla otwartej pętli sprzężenia zwrotnego 3 dB częstotliwość graniczna (przy wzmocnieniu 10^7) przyjmuje wartości w okolicy 0,1 Hz. W takiej sytuacji wykorzystanie do pomiaru napięcia przemiennego również nie jest możliwe, ponieważ częstotliwość tego napięcia powinna leżeć znacznie poniżej 3 dB częstotliwości granicznej wzmacniacza. W przypadku gdy 3 dB częstotliwość graniczna jest rzędu 0,1 Hz, zastosowanie do pomiaru częstotliwości znacznie niższej sprowadza się w praktyce do pomiaru przy napięciu stałym, co z wyżej wymienionych powodów nie jest możliwe.



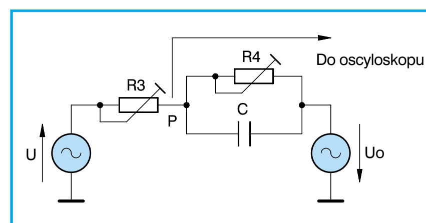
Rys. 1 Schemat układu pomiarowego dla wyznaczania wartości k_0 i f_0

W artykule zaproponowano pewną metodę pozwalającą na równoczesny pomiar parametrów wzmacniacza k_0 i f_0 przy wykorzystaniu sygnału wejściowego o dogodnej do pomiaru częstotliwości. Schemat układu pomiarowego zamieszczono na rysunku 1.

W przedstawionym na rysunku 1 układzie wzmacniacz pracuje w układzie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. W związku z powyższym stosunek dzielnika rezystancyjnego R1 i R2 powinien być bardzo mały, czyli R2<<R1. Dobierając wartości rezystorów należy kontrolować, czy wzmacniacz pracuje w liniowym obszarze pracy (nie można dopuścić do nasycenia się wzmacniacza). Pomiar polega na sprowadzeniu do zera amplitudy napięcia w punkcie P (napięcie to najwygodniej jest obserwować na oscyloskopie), poprzez regulację potencjometrów R3 i R4. Jako źródła napięcia zasilania należy użyć generatora przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości od kilkudziesięciu do kilkuset herców. Ponieważ wzmocnienie powyżej 3 dB częstotliwości granicznej $f_0=0{,}1$ Hz maleje o 20 dB na dekadę, przy częstotliwości 100 Hz i wzmocnieniu $k_0=10^7$, wzmacniacz będzie wzmacniał sygnał wejściowy o 60 dB słabiej, czyli tylko 10^4 razy. Tyle też powinien wynosić w przybliżeniu stosunek rezystancji R1 do R2. Układ przedstawiony na rys. 1 do dalszej analizy wygodnie jest przedstawić w postaci schematu zastępczego zamieszczonego na rys. 2

Przy przyjęciu dla wzmacniacza modelu inercyjnego pierwszego rzędu, jego wzmocnienie można przedstawić wzorem:

$$k=\frac{k_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \qquad (1)$$



Rys. 2 Schemat zastępczy układu pomiarowego

przy czym $\Omega_0=2\Pi f_0$. W związku z powyższym napięcie na wyjściu wzmacniacza można wyrazić wzorem:

$$U_o=U\frac{R2}{R1+R2}\cdot\frac{k_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \qquad (2)$$

Napięcie w punkcie P można wyznaczyć korzystając z zasady superpozycji, sumując przyczynki pochodzące od obu źródeł napięciowych:

$$U_p=U\frac{\frac{R4}{1+j\omega R4C}}{R3+\frac{R4}{1+j\omega R4C}}-$$

$$-U\frac{R2}{R1+R2}\cdot\frac{k_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}\cdot\frac{R3}{R3+\frac{R4}{j\ R4C}} \qquad (3)$$

Po przyrównaniu napięcia U_p do zera i po przekształceniach otrzymujemy:

$$R4\left(R1+R2\right)-k_0R2R3+$$

$$+j\omega\left[\frac{R4\left(R1+R2\right)}{\omega_0}-k_0R2R3R4C\right]=0$$

Następnie po przyrównaniu do zera części rzeczywistej i urojonej powyższego równania otrzymujemy:

$$k_0=\frac{R4\left(R1+R2\right)}{R2R3} \qquad (5)$$

$$f_0=\frac{1}{2\Pi R4C} \qquad (6)$$

Zamieszczone powyżej wzory (5) i (6) pozwalają już na bezpośrednie wyliczenie współczynnika wzmocnienia wzmacniacza k_0 w układzie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego oraz jego 3 dB częstotliwości granicznej f_0. Najpierw należy jednak dokonać pomiaru aktualnej wartości rezystancji potencjometrów regulacyjnych R3 i R4.

◊ Mirosław Gajer

Wykaz płytek drukowanych układów programowanych i innych elementów

Poniżej prezentujemy aktualny cennik płytek drukowanych, układów zaprogramowanych, programów, folii i innych podzespołów dostępnych w sprzedaży wysyłkowej w „Praktycznym Elektroniku". **Ceny uległy zmianie. Nowe ceny będą obowiązywać od 15.02.2001.** Zamówienia złożone do 15.02.2001 będą realizowane po starych cenach. **Koszty wysyłki wynoszą 10 zł.** Ceny płytek podane przy artykułach w archiwalnych numerach oraz na płycie CD–PE1 są nieaktualne.

Zamówienia przyjmujemy na kartach pocztowych, kuponach zamieszczanych w PE, faksem (0 68) 324 71 03 oraz e–mailem (reklama@pe.com.pl). W zamówieniu prosimy podawać dokładnie i wyraźnie swój adres a pod adresem tylko numery płytek lub nazwy programów i podzespołów. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznie. Zamówienia od firm przyjmowane są tylko w formie pisemnej z upoważnieniem do wystawienia faktury VAT bez podpisu odbiorcy.

Płytki drukowane, zaprogramowane układy oraz inne elementy oznaczone w wykazie gwiazdką będą sprzedawane do wyczerpania zapasów magazynowych.

Aktualny wykaz archiwalnych numerów znajduje się przy karcie zamówień.

◊ *Redakcja*

Cennik płytek drukowanych.

002*	Transkoder SECAM–PAL	PE3/92	1,97 zł
005*	Detektor zera	PE3/92	1,27 zł
025*	Fonia czterocewkowa	PE1/93	0,64 zł
034*	Analizator – pole odczytowe	PE1/93	6,96 zł
035*	Uniwersalny zasilacz	PE1/93	2,05 zł
037*	Dekoder PAL TC 500D/E	PE3/93	1,54 zł
038*	Dekoder PAL R202/A	PE3/93	1,95 zł
041*	Zegar MC 1206 – wyświetlacz	PE2/93	2,35 zł
048*	Zegar MC 1206 – sekundy cyfrowe	PE3/93	2,38 zł
053*	Kwarcowy generator 50 Hz	PE4/93	1,27 zł
055*	Zasilacz do wzmacniacza antenowego	PE4/93	1,27 zł
058*	Wzmacniacz z reg. barwy dźwięku	PE5/93	7,93 zł
064*	Tranzystorowy korektor graf. we/wy	PE6/93	1,41 zł
065*	Tranzystorowy korektor graf. filtry	PE6/93	6,31 zł
066*	Układ opóźnionego załączania kolumn	PE6/93	1,43 zł
070*	Korektor graf. – pamięć charakt.	PE7/93	6,16 zł
071*	Fonia do odbioru programu POLONIA	PE5/93	0,78 zł
072*	Pływające światła – generator	PE6/93	1,27 zł
078*	Fonia stereo do odbioru Astry	PE6/93	1,49 zł
082*	Wzmacniacz odczytu do magnetofonu	PE8/83	3,64 zł
088*	Częstościomierz – generator	PE9/93	4,13 zł
095	Radiotelefon na pasmo 27 MHz	PE9/93	2,53 zł
099*	Przetwornik f/U	PE10/93	4,40 zł
102	Korektor sygnału video	PE12/93	2,39 zł
105	Wzm. mocy do radiotelefonu 27 MHz	PE11/93	1,27 zł
108	Wzmacniacz mocy 150 W	PE12/93	8,23 zł
109*	Układ logarytmujący	PE12/93	2,33 zł
111*	Automat losujący	PE1/94	3,42 zł
116*	Blokada tarczy telefonicznej	PE2/94	1,45 zł
120*	Termometr – zasilanie bateryjne	PE2/94	0,64 zł
122*	Konwerter UKF/FM + Dł/Śr	PE2/94	0,64 zł
124*	Dekoder Pal do OTVC Rubin 714	PE3/94	2,72 zł
127*	Bootselektor do Amigi	PE3/94	0,64 zł
130*	Spowalniacz do Amigi	PE4/94	0,73 zł
131*	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	PE4/94	2,56 zł
145*	Układ do przegr. taśm magnetowid.	PE6/94	3,11 zł
149*	Sampler do Amigi	PE7/94	1,05 zł
165*	Obrotomierz cyfrowy – mnożnik	PE10/94	2,84 zł
170*	Lampa sygnalizacyjna	PE11/94	2,88 zł
171*	Symetryzator antenowy	PE11/94	1,74 zł
174	Generator funkcyjny	PE12/94	2,61 zł
176*	Analizator widma	PE1/95	8,50 zł
177*	Układ kalibracji prądu podkładu	PE12/94	3,97 zł
180*	Przedwzmacniacz antenowy	PE12/94	1,27 zł
186	Generator funkcyjny – płyta główna	PE1/95	11,40 zł
192*	Układ fonii satelitarnej	PE2/95	2,72 zł
194*	Wykrywacz metali TRANSET 150	PE3/95	2,43 zł
203*	Zdalne sterowanie oświetleniem	PE5/95	2,60 zł
208	Mikrofon bezprzewodowy	PE6/95	1,69 zł
210	Mikroprocesorowy zegar sterownik	PE6/95	16,05 zł
212	Alarm samochodowy – pilot	PE6/95	1,52 zł
213	Alarm samochodowy – centralka	PE6/95	7,39 zł
214	Alarm samochodowy – radiopowiadom.	PE7/95	3,91 zł
216	Mikorofon bezprzewodowy – odbiornik	PE7/95	4,47 zł
223*	Przetwornik „True RMS"	PE9/95	1,01 zł
229*	Przystawka do efektu „TREMOLO"	PE10/95	0,96 zł
231*	Uniwersalna ładowarka akumul. Ni–Cd	PE10/95	6,07 zł
232*	Uniwersalna ładowarka akumul. Ni–Cd	PE10/95	3,19 zł
233	Mikropr. miernik częst. – pł.głów.	PE10/95	3,39 zł
234	Mikropr. miernik częst. – mikropr.	PE10/95	5,92 zł
235	Mikropr. miernik częst. – pł.przed.	PE11/95	5,92 zł
236	Mikropr. miernik częst. – wzm. We	PE11/95	7,37 zł
237	Preskaler 1,3 GHz	PE12/95	1,27 zł
241*	Gwiazda betlejemska – diody	PE11/95	11,07 zł
242*	Gwiazda betlejemska – automatyka	PE11/95	2,81 zł
244*	Automatyczny wyłącznik do domofonu	PE12/95	0,91 zł
251*	Dodatkowe światło STOP w samocho.	PE1/96	0,65 zł
254	Super Bass	PE2/96	1,75 zł
255*	Elektroniczna ruletka	PE2/96	4,25 zł
258*	Regulator żarówek halogenowych	PE3/96	3,22 zł
262*	Sterownik świateł ulicznych	PE3/96	1,62 zł
263*	Generator szumu układy dodatkowe	PE4/96	1,34 zł
264*	Przetwornica +5 V na –5 V	PE4/96	1,84 zł
270*	Zasilacz napięcia zmiennego	PE5/96	4,14 zł
271*	Automat perkusyjny – generator	PE5/96	4,77 zł
272*	Automat perkusyjny – matryca	PE5/96	1,91 zł
273*	Automat perkusyjny – instrumenty	PE6/96	5,74 zł
274*	Automatyczny włącznik zapisu	PE6/96	0,69 zł
280*	Centralka domofonu – płyta przednia	PE8/96	1,32 zł
281*	Prosty betametr	PE8/96	0,64 zł
286*	Automat. wyłącznik ster. światłami	PE9/96	4,75 zł
290*	IntervoxPE10/96		1,60 zł
292	Przetwornica DC/DC 12V/±30V	PE10/96	7,22 zł
294*	Kontroler stanu akum. samochodego	PE10/96	1,27 zł
295*	Czujnik ultradźwiękowy	PE11/96	4,28 zł
296	Samochodowy wzmacniacz HiFi –100W	PE11/96	6,24 zł
299	Jednozakr. wolt–amper. 3/5 cyfry	PE12/96	3,76 zł
300	Zasilacz laboratoryjny 2001	PE12/96	8,58 zł
301	Zasilacz lab. z przetwornikiem. C/A	PE1/97	5,82 zł
302	Zasilacz laboratoryjny – mikroproc.	PE1/97	16,45 zł
305*	Zabawka – tester refleksu	PE12/96	9,55 zł
309	Wzm. mocy MOSFET – TDA 7296	PE3/97	3,42 zł
311*	Programowany tajmer	PE2/97	12,45 zł
312	Dekoder SURROUND	PE2/97	7,32 zł
314	Imobilajzer z oszukiwaczem do sam.	PE2/97	5,83 zł
315*	Domowy telefon – zabawka	PE3/97	1,58 zł
317	Aparat (pod)słuchowy	PE3/97	2,41 zł
318*	Siedmiokanałowy analizator widma	PE3/97	10,55 zł
321	Generator PAL ster. mikroprocesorem	PE4/97	5,04 zł
322*	Elektr. przerywacz kierunkowskazów	PE4/97	1,52 zł
323*	Precyzyjny miernik wysterowania VU	PE4/97	4,11 zł

327*	Pozycjoner – pilot	PE5/97	2,84 zł
330*	Przetwornica do żarówek halog.	PE6/97	3,45 zł
334*	Sygnalizator dźwiękowy gotow. słoi	PE6/97	2,22 zł
335*	Konwerter ultradźwiękowy	PE6/97	4,08 zł
336	Uniwersalny zasilacz LM 317, LM 350	PE7/97	2,82 zł
338*	Zasilacz impulsowy	PE7/97	6,90 zł
339*	Programator do tunera telewizyjnego	PE7/97	11,28 zł
341*	Tester pojemności akumulat. Ni–Cd	PE8/97	6,24 zł
342*	Szybka, uniwersalna ładowarka	PE8/97	14,55 zł
343*	Wykrywacz kłamstw	PE8/97	1,63 zł
348*	Sterownik regulator temperatury	PE9/97	2,72 zł
352*	Przystawka logarytmująca	PE10/97	3,11 zł
355	Śnieżne gwiazdki na choinkę	PE11/97	2,81 zł
356*	Urządzenie usuwające osad w instal.	PE11/97	1,95 zł
358*	Korektor wizyjny – korektor RGB	PE12/97	8,80 zł
361*	Akustyczny próbnik przejścia	PE11/97	1,52 zł
364*	Komputerek samochodowy	PE12/97	6,96 zł
365	Video korektor – rozkodowyw. kaset	PE12/97	9,96 zł
367*	Fazowy sterownik mocy	PE12/97	4,53 zł
368*	Mini generator serwisowy	PE1/98	2,05 zł
372	Częstościo. z aut. zmianą zakresu	PE1/98	5,75 zł
373	Generator funk. 10 MHz pł. czołowa	PE3/98	17,44 zł
374	Generator funk. 10 MHz sterownik	PE3/98	7,36 zł
375	Generator funk. 10 MHz pł. główna	PE3/98	10,35 zł
376	Generator funk. 10 MHz pł. zasilacza	PE3/98	2,79 zł
378*	Impulsowy stabilizator napięcia	PE1/98	2,05 zł
379*	Elektroniczny symulator rezystancji	PE2/98	5,26 zł
380*	Dekoder informacji dodatkowych RDS	PE2/98	1,85 zł
382*	Płynne wygaszanie oświetlenia w sam.	PE2/98	1,95 zł
386*	Układ kontroli przepalenia żarówki	PE3/98	2,28 zł
387*	Dekoder RDS – część mikroprocesorowa	PE3/98	7,32 zł
388*	Generator impulsów	PE4/98	8,33 zł
391*	Elektroniczny potencjometr wieloobrot.	PE4/98	6,07 zł
392*	Dźwiękowy sygnalizator samochodu	PE4/98	1,52 zł
394	Samokalibrujący miernik LC	PE4/98	11,74 zł
395	Uniwersalna karta we–wy do IBM PC	PE5/98	14,49 zł
396*	Wzmacniacz – przystawka do telefonu	PE5/98	3,05 zł
399	Miniaturowa kamera telewizyjna	PE5/98	5,63 zł
402*	Miernik częstotl. – przystawka do PC	PE6/98	2,22 zł
403	Stół mikserski – wzmacniacz kanałowy	PE6/98	6,57 zł
404	Stół mikserski – wzmacniacz	PE7/98	6,25 zł
405	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	PE6/98	6,57 zł
406*	Zasilacz impulsowy 12V/10A	PE6/98	8,38 zł
408	Stół mikserski – wskaźnik wysterow.	PE7/98	6,57 zł
409	Stół mikserski – korektor graficzny	PE7/98	10,54 zł
410*	Zabezp. mieszkania z radiopowiad.	PE7/98	6,75 zł
411*	Miniaturowy zasilacz impulsowy	PE7/98	3,06 zł
412*	Modulator wizyjny	PE7/98	2,39 zł
413	Wzmacniacz mocy w.cz.	PE8/98	4,99 zł
416	Uniwersalny sterownik silników krokow.	PE8/98	4,58 zł
418*	Kompletny wzmacniacz m.cz. 2x40 W	PE8/98	17,13 zł
419	Gwiazda betlejemska–ozdoba	PE11/98	5,30 zł
420	Modulator–nadajnik TV małej mocy	PE9/98	4,29 zł
421*	Regulator temperatury do lodówki	PE9/98	18,04 zł
422*	Woltomierz ze skalą logarytmiczną	PE9/98	18,04 zł
423*	Moduł przetwornika wartości skutecz.	PE10/98	2,30 zł
424*	Peak Hold Level Meter	PE9/98	4,25 zł
425	Prostownik z układem UC 3906	PE9/98	3,97 zł
426	Mikroprocesorowy regulator mocy	PE10/98	6,16 zł
429*	Kontroler napięcia akumul. w latarce	PE10/98	1,90 zł
430*	Rotujący zegar	PE10/98	5,32 zł
432	Tester żarówek do samochodu	PE11/98	3,10 zł
433	Bezprzewodowy dzwonek + bariera opto	PE11/98	5,98 zł
434*	Generator Sygnałów małej częstot.	PE12/98	6,97 zł
436*	Sygnalizator cofania do samochodu	PE12/98	2,28 zł
437*	Mini automat perkusyjny	PE12/98	3,51 zł
438*	Mikroprocesorowy zamek szyfrowy.	PE12/98	3,07 zł
440*	Antyusypiacz dla kierowców	PE1/99	2,53 zł
441	Generator obrazu TV – PAL	PE2/99	9,30 zł
442*	Tester wzmacniaczy operacyjnych	PE1/99	3,86 zł
444	Walentynkowe serduszko	PE1/99	3,15 zł
445	Programator mikrokontrolerów AVR	PE2/99	16,19 zł
446*	Detektor gołoledzi	PE1/99	3,61 zł
447*	Disko – błysk	PE2/99	9,49 zł
449*	Migająca strzałka z wykrzyknikiem	PE4/99	6,26 zł
450	Oscyloskop cyfrowy – wzm. we.	PE2/99	7,40 zł
451	Oscyloskop cyfrowy – rejestrator	PE6/99	16,58 zł
452	Oscyloskop cyfrowy – procesory	PE5/99	19,36 zł
453	Oscyloskop cyfrowy – zasilacz	PE7/99	4,24 zł
454	Oscyloskop cyfrowy – klawiatura	PE7/99	8,28 zł
455*	Refleksomierz – miernik czasu reakcji	PE3/99	6,14 zł
456*	Scalony generator funkcyjny	PE2/99	4,62 zł
458	Synteza do tunera UKF	PE4/99	11,64 zł
459	Stacja lutownicza – regulator temper.	PE3/99	11,36 zł
460	Programator procesorów ATMEL	PE4/99	14,67 zł
462*	Ściemniacz oświetlenia wnętrza auta	PE5/99	2,53 zł
463*	Symulator obecności domowników	PE6/99	7,40 zł
465	Samochodowy wzm. mocy 4 x 70W	PE4/99	10,44 zł
466	Przedwzmacniacz samochodowy	PE5/99	13,54 zł
467	Korektor do przedwzmacniacza samoch.	PE6/99	9,49 zł
470	Generator UKF	PE7/99	5,57 zł
471	Generator UKF – synteza częstotliw.	PE9/99	13,16 zł
472	Ultradźwiękowy odstraszacz psów	PE6/99	1,90 zł
473	Dekoder dźwięku Canal+	PE1/00	3,73 zł
475	Laboratoryjny zasilacz 0–30V/5A	PE9/99	13,29 zł
476*	Uniwersalny tajmer	PE7/99	4,30 zł
478	Programator PIC16F83/84, 16C84	PE8/99	3,29 zł
479*	Tłumik regulowany w.cz.	PE8/99	11,26 zł
480	Mikroprocesorowy wykrywacz metali	PE7/99	3,54 zł
481*	Kostka do gry	PE8/99	2,53 zł
482*	Synchronizator linii obrazu TV	PE8/99	13,85 zł
484	Szybka ładowarka do akumul. NiCd	PE9/99	3,80 zł
485*	Prosty zasilacz sieciowy	PE8/99	9,55 zł
486*	Sonda napięciowa	PE9/99	3,54 zł
487*	Analogowo–cyfrowy miernik pojemności	PE9/99	4,11 zł
488*	Wzm. samochodowy z zasil. –/+12V	PE10/99	8,23 zł
489	Emulator mikrokontrolera AT89C2051	PE10/99	11,89 zł
490*	Analogowo–cyfrowy miernik częstotliw.	PE10/99	4,11 zł
491*	Charakterograf – przystawka do oscylo.	PE10/99	7,34 zł
496	Wentylator do PC	PE12/99	3,17 zł
497	Termometr diodowy od –8C do +30C	PE11/99	7,08 zł
498	Analogowo–cyfrowy miernik indukcyj.	PE11/99	13,29 zł
499	Zasilacz laboratoryjny 0–30V/5A	PE11/99	9,11 zł
500	Radiopowiadomienie 433 MHz	PE11/99	8,48 zł
501	Wzorcowy generator kwarcowy z dziel.	PE12/99	4,11 zł
502	Miniaturowy generator funkcyjny	PE12/99	4,11 zł
504	Regulator obrotów	PE1/00	4,55 zł
506	Generator napisów do magnetowidu	PE12/99	5,45 zł
507	Układ Surround do zestwu stereo	PE1/00	9,68 zł
508	Regulator temperatury	PE1/00	10,76 zł
509	Od'PIC'owany budzik	PE2/00	11,32 zł
511*	Licznik taśmy do magnetofonu	PE4/00	4,96 zł
513*	Dekoder NICAM	PE6/00	7,37 zł
514	Syrena policyjna	PE2/00	2,53 zł
516	Walkmen dla zakochanych	PE2/00	2,78 zł
517	Zdalne sterowanie oświetleniem cz.1	PE3/00	10,76 zł
519	Mikser audio do udźwiękowiania filmów	PE3/00	25,05 zł
520*	Minutnik	PE3/00	9,11 zł
521*	Analizator widma z pamięcią	PE3/00	4,30 zł
522*	Zdalne sterowanie oświetleniem cz. 2	PE4/00	4,60 zł
523*	Zdalne sterowanie oświetleniem cz. 3	PE4/00	3,80 zł
524*	Elektroniczna szczurołapka	PE4/00	3,04 zł
525	Sygnalizator cofania do samochodu	PE4/00	9,87 zł
526*	Kondensatorowa przetwornica +/–12V	PE4/00	3,54 zł
527*	Zegar szachowy	PE5/00	11,72 zł
528	Subwoower aktywny – kino domowe	PE5/00	3,08 zł

529	Wzmacniacz mocy 2x120W	PE5/00	10,84 zł
530	Impulsowy wykrywacz metali	PE8/00	10,78 zł
531*	Zamek szyfrowy	PE5/00	4,13 zł
532	Stabilizator wstępny ograniczający moc strat w tranzystorach szeregowych zasilaczy laboratoryjnych	PE6/00	4,84 zł
533	Cyfrowy termometr 2 i 1/2 cyfry	PE6/00	7,10 zł
534*	Przedwzmacniacz gramofonowy	PE6/00	7,48 zł
535*	Elektroniczny dzwonek rowerowy	PE6/00	2,75 zł
536	Aktywny korektor basów	PE8/00	7,48 zł
537	Cyfrowy barometr	PE7/00	7,10 zł
538	Konwerter telewizyjny	PE7/00	2,97 zł
539	Podłączenie dodatkowego wzm. mocy do radioodtwarzacza samochodowego	PE7/00	5,28 zł
540	Miniwoltomierz	PE7/00	3,41 zł
541	Elektroniczna kostka do gry	PE7/00	4,29 zł
542	Automatyczny regulator poziomu dźwięku	PE11/00	4,84 zł
543	Konwerter UKF FM	PE8/00	3,36 zł
544	Pomiar pojem. kondensatorów elektrolit.	PE8/00	4,95 zł
545	Wzmacniacz mocy do subwoofera	PE8/00	5,28 zł
547	Układ poszerzania bazy stereo	PE9/00	2,75 zł
548	Stroboskop samochodowy	PE9/00	3,14 zł
549	Wskaźnik ładowania i rozładowania akumulatora	PE9/00	3,19 zł
550	Monitor linii telefonicznej	PE9/00	3,19 zł
551	Wzmacniacz wejściowy do częstościomierza	PE9/00	3,41 zł
552	Impulsator wycieraczki szyb samochodowych	PE10/00	2,75 zł
553	Prostownik z automatycznym wyłączaniem	PE10/00	3,14 zł
554	Przetwornik true RMS – Przystawka do multimetru	PE10/00	4,95 zł
555	Dwukanałowa analogowo–cyfrowa przystawka do oscyloskopu	PE10/00	5,72 zł
556	Urządzenie iluminofoniczne	PE10/00	3,58 zł
557	System monitorująco rejestrujący z kamerami przemysłowymi	PE10/00	7,32 zł
558	Przedwzmacniacz Hi Fi ukł. wej.	PE11/00	10,78 zł
559	Przedwzmacniacz Hi Fi ukł. reg	PE11/00	5,50 zł
560	Wielofunkcyjny domowy system alarmowy – pilot	PE11/00	2,75 zł
561	Wielofunkcyjny domowy system alarmowy – alarm	PE11/00	14,08 zł
562	Termoregulator z pomiarem temperatury do mieszkania i samochodu	PE11/00	11,88 zł
563	Przesuwnik fazy do subwoofera	PE12/00	2,75 zł
564	Układziki modelarskie	PE12/00	3,08 zł
565	Mikroprocesorowy programator wycieraczek	PE12/00	4,29 zł
566	Mininadajnik UKF FM	PE12/00	2,75 zł
567	Superbass do samochodu	PE12/00	8,64 zł

Zaprogramowane układy:

Nazwa	Opis programu	PE	Cena
BUDZIK	od'PIC'owany zegar–budzik	2/00	45,00 zł
CZĘSTO	miernik częstotliwości	1/98	35,00 zł
EMULAT	emulator 89C2051	10/99	38,00 zł
KOSTKA*	kostka do gry	8/99	12,00 zł
LC	miernik LC	4/98	35,00 zł
LICZ*	licznik taśmy do magnetofonu	4/00	40,00 zł
MIERNIK	miernik częstotliwości do wyświetlacza LCD 2x24	10/95	18,00 zł
MIERNIK II	miernik częstotliwości do wyświetlacza LCD 2x16	10/95	18,00 zł
OBRAZ	generator obrazu testowego PAL	2/99	30,00 zł
OSCYLO	zestaw zaprogramowanych układów do oscyloskopu cyfrowego	5/99	150,00 zł
PAL	generator testowy PAL	4/97	35,00 zł
POZYCJONER	pozycjoner satelitarny	5/97	30,00 zł
RDS*	dekoder RDS	3/98	35,00 zł
REGULATOR	regulator mocy	10/98	28,00 zł
RISC	programator mikrokontrolerów AVR	2/99	40,00 zł
SILNIK	sterownik silnika krokowego	8/98	15,00 zł
SYNTEZA	synteza do tunera UKF	4/99	40,00 zł
TERMO*	regulator temperatury	1/00	35,00 zł
UKF	generator serwisowy UKF	7/99	35,00 zł
VIDEO	rozkodowywacz kaset video	12/97	38,00 zł
WEN	regulator obrotów	1/00	28,00 zł
WOLTOMIERZ	laboratoryjny woltomierz	4/97	35,00 zł
WYKR	wykrywacz metali	7/99	35,00 zł
WZM	układ do zestawu wzmacniacza samochodowego	5/99	40,00 zł
ZASILACZ	mikroprocesorowy zasilacz 2000	11/96	25,00 zł
ZEGAR	mikroprocesorowy zegar	6/95	15,00 zł

Dyskietki i płyty z oprogramowaniem:

nazwa	opis	PE	cena
CD–PE1	CD–ROM z archiwalnymi numerami Praktycznego Elektronika 1992–97		30 zł
CD PE2	CD ROM z archiwalnymi numerami Praktycznego Elektronika 1992–99		30 zł
CD K	Komplet CD PE1 i CD PE2		50 zł
CD–RISC	CD–ROM z programami i dok. RISC	2/99	35,00 zł
DYSK–RISC	dyskietka z programami RISC	2/99	25,00 zł
OSD	dyskietka do generatora napisów	12/99	30,00 zł
PIC	dyskietka do programatora PIC	8/99	10,00 zł
PROGAT	dyskietka do programatora ATMELI	4/99	25,00 zł

Obudowy, folie, i inne

OBUDOWY

symbol	opis	PE	cena
OB459	obudowa do stacji lutowniczej	3/99	30,00 zł
OB TS	sonda napięciowa, stroboskop samochodowy	9/99; 9/00	7,15 zł

FOLIE

(samoprzylepne folie z wydrukowanymi napisami.)

F486*	folia do sondy napięciowej	9/99	3,50 zł
F487*	folia do analogowo–cyfrowego miernika "C"	9/99	3,50 zł
F490*	folia do analogowo–cyfrowego miernika "f"	10/99	3,50 zł
F491*	folia do charakterografu – przystawki do oscyloskopu	10/99	3,50 zł
F498*	folia do analogowo–cyfrowego miernika "L"	11/99	3,50 zł
F501*	folia do wzorcowego generatora kwarcowego	12/99	3,50 zł
F502*	folia do generatora funkcyjnego	12/99	3,50 zł

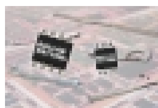
INNE

MAX713	układ do ładowarki akumulatorów NiCl	9/99	30,00 zł
RDZEŃ	rdzeń z karkasem do ładowarki akumulator.	9/99	5,50 zł
RDZEŃ	rdzeń z karkasem do wzmacniacza samochodowego z zasilaczem –12V	10/99	5,50 zł
NAD433	nadajnik radiowy 433 MHz	11/99	15,00 zł
ODR433	odbiornik superreakcyjny 433 MHz	11/99	16,00 zł
ODH433	odbiornik radiowy z przemianą częstotliwości 433 MHz	11/99	88,00 zł
STV 5730A	układ do generatora napisów	12/99	45,00 zł
Q17,7	rezonator kwarcowy do generatora napisów	12/99	5,00 zł
MPX4115A	czujnik do cyfrowego barometru	7/00	150,00 zł
WT 262 100 kW	potencjometr wieloobrotowy	7/00	4,00 zł
OSC–LCD	wyświetlacz LCD typu: PG 128128 LRS–ATA–B	8/99	325,00 zł
SYMULATOR	Symulator pamięci EPROM	11/00	167,20 zł

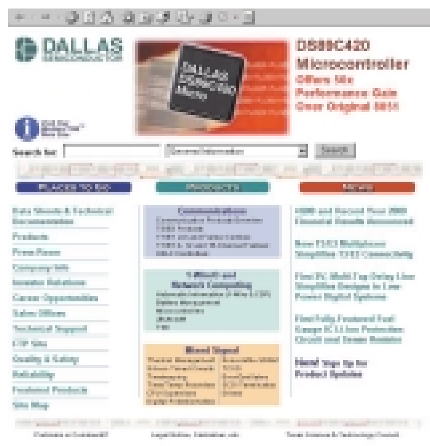
PANELE

P475	panel do laboratoryjnego zasilacza czterozaciskowego	9/99	35,00 zł

Elektronika choć jest stosunkowo młodą gałęzią nauki i techniki, wypracowała taką liczbę standardów i różnego rodzaju norm, że z pewnością wyprzedziła już pod tym względem większość dziedzin ludzkiej działalności. Daje to pole do popisu projektantom i producentom części i urządzeń elektornicznych, którzy wprowadzając na rynek nowe elementy starają się dostosować je do jak największej ilości już obecnych na rynku. Czy zaowocuje to unifikacją standardów czy tylko zwiększy koszty produkcji? XXI wiek pokaże...



■ Dallas Semiconductor uruchamia produkcję nowego układu opóźniającego dla sygnałów 3V, DS1100L. Możliwy zakres opóźnień wynosi 20-300 ns, pobór prądu jest o 30% mniejszy niż w analogicznych utrządzeniach operujących na poziomach TTL, a przy tym technologia produkcji pozwala na eliminację niedokładności powstających po umieszczeniu układu w obudowie, co pozwala na rezygnację z zewnętrznych elementów korekcyjnych. DS110L jest produkowany ośmiopinowych obudowach DIP, SOIC oraz µSOP, a jego cena to 2,72 dolara za sztukę w partiach powyżej 1000 sztuk.



■ Dallas Semiconductor przedstawił nowy układ multipleksera T3/E3, DS3112 TEMPE. Multipleksery takie są używane do połączenia linii T1/E1 z szybszymi liniami T3/E3. DS3112 może pracować w każdym z trzech standardów używanych w układach tego typu - M13, G.747 oraz E13, zawiera zintegrowane kontrolery HDLC oraz FEAC oraz układy sprzętowego wykrywania błędów transmisji. DS3112 umożliwia negację wszystkich sygnałów sterujących, kontrolnych oraz danych w celu zapewnienia kompatybilności z jak największą liczbą układów ze-



wnętrznych, produkowany jest w 256-pinowej obudowie BGA a jego cena to 82,29 dolara za sztukę w partiach powyżej 1000 sztuk.

■ Fairchild Semiconductor przedstawił układ kontrolera PWM, FAN7554, który pracuje z częstotliwościami do 500 kHz, zawiera zintegrowane układy zabezpieczające układ przed przepięciami



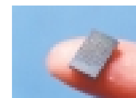
i zwarciem, oraz umożliwia pracę w trybie oszczędzania energii (pobór prądu to 200 µA w tym trybie i 7 mA podczas pracy). FAN7554 jest dostępny w ośmiopinowych obudowach DIP lub SOP, w cenie 0,95 dolara za sztukę (w partiach powyżej 1000 sztuk).

■ National Semiconductor uruchamia produkcję rodziny układów nadzorujących zasilanie procesorów. Układy LM 3700 pozwalają na rozróżnienie 281 poziomów napięcia pomiędzy 2,2 V a 5,0 V, udostępniają funkcje Power On Reset (podczas włączania lub wyłączania, wystawienie sygnału RESET jest gwarantowane do napięcia zasialania 1,0 V) i Low-Line Output, reset nieautomatyczny oraz licznik watchdog. LM3700 pracuje poprawnie w przemysłowym zakresie temperatur (od -40



do +85 stopni cesjusza), w tepraturze pokojowej niedokładność pomiaru napięcia wynosi 0,5 %. Układ dostępny jest w obudowach SMD lub MSOP-10.

■ Samsung Electronics przedstawił pierwsze egzemlarze pamięci MCP (multi-chip package) łączącej w jednym układzie scalonym 64 Mb pamięci FLASH oraz 8Mb pamięci SRAM. Układ nie posiada jeszcze oznaczenia, a zaprojektowany został z myślą o telefonii komórkowej trzeciej generacji. Wykonanie pamięci w technice NAND, inaczej niż obecnie używanych pamięci NOR, pozwala na zmniejszenie rozmiaru komórki oraz około dwudziestokrotne zwiększenie prędkości. Pamięć SRAM wykonana jest w technologii 0,18 , a FLASH - 0,22 mikrona. Obie pamięci korzystają z tych samych pinów. Samsung planuje także uruchomienie produkcji podobnych urządzeń o pamięci FLASH 128 oraz 256 Mb. Pamięć będzie umieszczana w obudowach BGA o wymiarach 8 x 13 x 1,8 mm, a planowany termin uruchomienia produkcji to drugi kwartał tego roku.



■ Philips Semiconductor uruchamia produkcję nowej rodziny urządzeń N-MOSFET o zasilaniu 3-9 V, przeznaczonych do wykorzystania w tunerach TV UHF i VHF. Tranzystory BF1201 oraz BF1202 zawierają zintegorwaną diodę zabezpieczającą bramki przed przepięciami, a układy BF1203 i BF1204 są podwójnymi wzmacniaczami MOSFET z dzielonym źródłem i drugą bramką. Nowe urządzenia umieszczane są w obudowach SOT-143, SOT-343 oraz SOT-363.



■ Firma AKM Semiconductor przedstawiła 20 bitowy, stereofoniczny przetwornik A/C z wbudowanymi funkcjami kontroli nagrywania przeznaczony do zastosowania w kamerach i cyfrowych dyktafonach. AK5354 jest zasilany napięciem 1,8 V i umieszczany w szesnastopinowych obudowach TSSOP.

◊ ***Marcin Witek***
elin@pe.com.pl